

# 电子工业技术词典

网络分析与综合

国防工业出版社

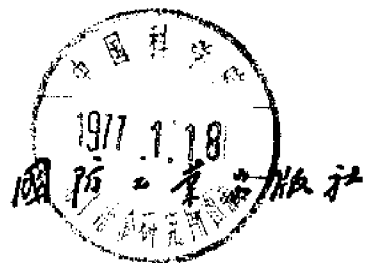
R  
73.6072  
174.6

# 电子工业技术词典

## 网络分析与综合

《电子工业技术词典》编辑委员会 编

2452/1



## 内 容 简 介

《电子工业技术词典》是在一九六四年出版的《无线电工业技术词典》(试用本)的基础上作了较大修改和增补而编写的。本《词典》是一本为广大工农兵和干部提供的深入浅出、简明实用的工具书。它也可供从事某个具体专业的科技人员在了解电子工业整个领域的全貌、扩大知识面时参考。

本《词典》共有三十四章。正文中各词汇后附有英文对照,书末附有英文索引,合订本中还附有汉字笔画索引。在出版合订本之前,将先分册出版。各分册所包括的章节内容和出版先后次序,将视具体情况而定。

本分册是《词典》第三章网络分析与综合的内容,它包括:网络基础,网络分析与综合,实用网络等三节。

## 电子工业技术词典

### 网络分析与综合

《电子工业技术词典》编辑委员会 编

\*

国防工业出版社 出版

北京市书刊出版业营业登记证出字第 974 号

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

\*

787×1092<sup>1</sup>/<sub>16</sub> 印张 3<sup>3</sup>/<sub>4</sub> 74 千字

1976年9月第一版 1976年9月第一次印刷 印数:00,001~36,000册

统一书号:17034·29-10 定价:0.42元

## 前 言

《电子工业技术词典》是在无产阶级文化大革命伟大胜利的鼓舞下，在学习无产阶级专政理论的热潮中，在电子工业发展的新形势下出版的。它是在一九六四年出版的《无线电工业技术词典》（试用本）的基础上编写的。

原《词典》自发行以来，曾受到广大读者的欢迎，为宣传、普及、推广电子技术知识起了一定的作用。十多年来，在毛主席革命路线的指引下，我国电子工业已有很大的发展，生产规模不断扩大，技术水平迅速提高，技术队伍日益壮大，电子技术的推广应用已引起国民经济各部门的重视，并在社会主义革命和社会主义建设中发挥出作用。目前，电子工业已成为国民经济的一个组成部分，电子工业战线的广大职工正在为实现第四届全国人民代表大会提出的宏伟目标而努力奋斗。为适应这一大好形势，更好地为无产阶级政治服务，为工农兵服务，为社会主义服务，我们对原《词典》进行了一次较大的修改和增补。内容力求反映七十年代电子技术的水平，释文尽量做到简明、通俗。目的是为了向要求对电子工业技术有一般常识的广大工农兵和干部提供一本实用的工具书，同时也可供从事某个具体专业的科技人员在了解电子工业整个领域的全貌和扩大知识面时参考。

本《词典》共分三十四章。其目录如下：

- |                 |             |
|-----------------|-------------|
| 一、电工基础；         | 二、基本电子线路；   |
| 三、网络分析与综合；      | 四、电波传播与天线；  |
| 五、信息论；          | 六、电阻、电容与电感； |
| 七、厚薄膜电路；        | 八、磁性材料与器件；  |
| 九、电子陶瓷与压电、铁电晶体； | 十、机电组件；     |
| 十一、电线与电缆；       | 十二、电子管；     |
| 十三、半导体；         | 十四、电源；      |
| 十五、其它元器件；       | 十六、通信；      |

32354

- |                |                  |
|----------------|------------------|
| 十七、广播与电视;      | 十八、雷达;           |
| 十九、导航;         | 二十、自动控制与遥控、遥测;   |
| 二十一、电子对抗;      | 二十二、电子计算机;       |
| 二十三、系统工程;      | 二十四、电子技术的其它应用;   |
| 二十五、微波技术;      | 二十六、显示技术;        |
| 二十七、红外技术;      | 二十八、激光技术;        |
| 二十九、电声;        | 三十、超声;           |
| 三十一、声纳;        | 三十二、专用工艺设备与净化技术; |
| 三十三、电子测量技术与设备; | 三十四、可靠性。         |

各章互有联系,并尽量避免章节间词汇的重复,故每章只有一定的系统性。正文前有章节和词汇目录,正文中各词汇后附有英文对照,最后附有汉字笔画索引与英文索引。本《词典》将先分册出版,各分册所包含的章节内容和出版先后次序将视具体情况而定。各分册无汉字笔画索引。

本《词典》的编写工作,自始至终是在毛主席革命路线的指引下,在党的领导下进行的。贯彻了“独立自主,自力更生”的伟大方针,坚持了群众路线,实行了工人、干部、科技人员和生产、科研、教学三个结合,以及理论联系实际的原则。《电子工业技术词典》本身就是广大群众集体智慧的结晶。它的编写过程也反映了无产阶级文化大革命后我国出版战线上的新气象。

由于我们水平有限,加上时间仓促,虽然作了很大努力,但《词典》中还可能存在不少错误和不妥之处,恳请广大读者及时批评指正。

《电子工业技术词典》编辑委员会

一九七五年十月一日

# 目 录

## 一、网 络 基 础

电信网络.....	3-1	对偶性.....	3-5
通信线路.....	3-1	克希霍夫定律.....	3-5
二端网络.....	3-1	等效电源定理.....	3-5
三端网络.....	3-1	等效电压源定理.....	3-6
四端网络.....	3-2	等效电流源定理.....	3-6
二对端网络.....	3-2	戴文宁定理.....	3-6
多端网络.....	3-2	互易定理.....	3-6
多对端网络.....	3-2	叠加定理.....	3-6
网络函数.....	3-2	补偿定理.....	3-6
激励函数.....	3-2	最大功率传输定理.....	3-6
响应函数.....	3-2	最大可用功率.....	3-6
单位阶跃函数.....	3-2	电抗定理.....	3-7
单位阶跃响应.....	3-2	中割定理.....	3-7
单位脉冲函数.....	3-3	串联中割.....	3-7
单位脉冲响应.....	3-3	并联中割.....	3-7
信号.....	3-3	卷积定理.....	3-7
衰减.....	3-3	T形网络.....	3-8
增益.....	3-4	$\pi$ 形网络.....	3-8
匹配.....	3-4	$\Gamma$ 形网络.....	3-8
导抗.....	3-4	半节网络.....	3-8
归一化导纳.....	3-4	星形网络.....	3-8
归一化阻抗.....	3-4	Y形网络.....	3-9
复频率.....	3-4	三角形网络.....	3-9
归一化频率.....	3-4	$\Delta$ 网络.....	3-9
极点.....	3-4	梯形网络.....	3-9
标度因数.....	3-5	X形网络.....	3-9
零点.....	3-5	桥形网络.....	3-9
奇点.....	3-5	桥T形网络.....	3-10
留数.....	3-5	双T形网络.....	3-10
单向性.....	3-5	等效网络.....	3-10
双向性.....	3-5	对称网络.....	3-10

- 不对称网络·····3-10  
 平衡结构·····3-11  
 链式网络·····3-11  
 倒量网络·····3-11  
 对偶网络·····3-11  
 非平面网络·····3-11  
 平面网络·····3-11  
 网络参数·····3-11  
 策动点函数·····3-12  
 策动点阻抗·····3-12  
 策动点导纳·····3-12  
 转移函数·····3-12  
 转移电压比·····3-12  
 转移电流比·····3-12  
 转移阻抗·····3-12  
 转移导纳·····3-12  
 反射系数·····3-12  
 散射系数·····3-13  
 反射常数·····3-13  
 介入功率函数·····3-13  
 介入衰减·····3-13  
 介入比·····3-13  
 工作传输比·····3-13  
 工作衰减·····3-13  
 特性参数·····3-13  
 对象参数·····3-14  
 固有损耗·····3-14  
 失配损耗·····3-14  
 平衡损耗·····3-14  
 反射损耗·····3-15  
 品质因数·····3-15  
 耗散因数·····3-15  
 输入阻抗·····3-15  
 输出阻抗·····3-15  
 对象阻抗·····3-15  
 累接阻抗·····3-15  
 特性阻抗·····3-16  
 归一化特性阻抗·····3-16  
 开路阻抗·····3-16  
 短路导纳·····3-16  
 网络频率响应·····3-17  
 幅度频率特性·····3-17  
 相位频率特性·····3-17  
 幅度相位特性·····3-17  
 衰减频率特性·····3-17  
 最佳幅度响应·····3-17  
 时延畸变·····3-18  
 幅度畸变·····3-18  
 相位畸变·····3-18  
 频率畸变·····3-18  
 线性畸变·····3-18  
 非线性畸变·····3-18  
 无源网络·····3-18  
 有源网络·····3-18  
 纯电抗网络·····3-19  
 无耗网络·····3-19  
 有耗网络·····3-19  
 互易网络·····3-19  
 非互易网络·····3-19  
 线性网络·····3-19  
 非线性网络·····3-19  
 集总参数网络·····3-19  
 分布参数网络·····3-19  
 校正网络·····3-19  
 相移网络·····3-20  
 全通网络·····3-20  
 最小相移网络·····3-20  
 恒阻网络·····3-20  
 开关网络·····3-20  
 脉冲形成网络·····3-20  
 噪声网络·····3-20  
 微波网络·····3-21  
 分带网络·····3-21  
 预加重网络·····3-21  
 去加重网络·····3-21  
 取样信号网络·····3-21

四端网络的互联	3-21	网络参数矩阵	3-22
---------	------	--------	------

## 二、网络分析与综合

回路电流法	3-24	LC 网络邵尔综合	3-27
节点电压法	3-24	RC 网络综合	3-28
网络拓扑	3-24	RLC 网络勃隆综合	3-28
信号流图	3-25	RLC 网络布特-杜芬综合	3-28
状态变量法	3-25	RLC 网络达林顿综合	3-28
正实函数	3-25	RLC 网络官田综合	3-28
霍尔维茨多项式	3-25	四端网络综合	3-28
实部	3-25	零点移位法	3-29
虚部	3-26	留数条件	3-29
多余因子	3-26	实部条件	3-29
预畸变	3-26	四端网络达林顿综合	3-29
最小电阻函数	3-26	链接法	3-29
最小电导函数	3-26	逼近问题	3-30
最小电抗函数	3-26	误差准则	3-30
最小电纳函数	3-26	最平幅度逼近	3-31
最小策动点函数	3-26	最小二乘方误差逼近	3-31
最小相移函数	3-26	等波纹逼近	3-31
传输零点	3-26	半无限斜率逼近	3-32
网络变换	3-26	最平时延逼近	3-32
二端网络综合	3-27	计算机辅助网络设计	3-33
LC 网络福斯特综合	3-27		

## 三、实用网络

传输线	3-34	相时延	3-35
分布参数线	3-34	群时延	3-35
波参数	3-34	均匀线	3-36
波阻抗	3-34	开路线	3-36
传播常数	3-34	短路线	3-36
衰减常数	3-34	长线	3-36
相移常数	3-35	有损耗线	3-36
时延常数	3-35	无损耗线	3-36
波长常数	3-35	无畸变线	3-36
传播速度	3-35	短段线	3-37
相速度	3-35	馈线	3-37
群速度	3-35	指数线	3-37



- 平衡电缆.....3-37
- 加感线路.....3-37
- 滤波器.....3-38
- 通带.....3-38
- 阻带.....3-38
- 过渡频带.....3-38
- 通带利用系数.....3-38
- 截止频率.....3-39
- 参考频率.....3-39
- 样板法.....3-39
- 衰减等级.....3-39
- 阻抗等级.....3-39
- 电阻补偿.....3-39
- 频率变换.....3-40
- 格型滤波器.....3-40
- 曲折滤波器.....3-41
- 数字滤波器.....3-41
- 横向滤波器.....3-41
- 高斯滤波器.....3-41
- 匹配滤波器.....3-41
- 线性相位滤波器.....3-42
- 理想频域滤波器.....3-42
- 理想时域滤波器.....3-42
- 理想滤波器.....3-42
- 低通滤波器.....3-42
- 高通滤波器.....3-42
- 带通滤波器.....3-42
- 带阻滤波器.....3-43
- 窄带滤波器.....3-43
- 分向滤波器.....3-43
- 原型滤波器.....3-43
- $m$  导型滤波器.....3-43
- $mm'$  导型滤波器.....3-44
- 复合滤波器.....3-44
- 去耦滤波器.....3-44
- 梳形滤波器.....3-44
- $N$  通道滤波器.....3-44
- 契比雪夫滤波器.....3-45
- 衰减均衡器.....3-45
- 幅度均衡器.....3-45
- 相位均衡器.....3-45
- 时延均衡器.....3-45
- 可变均衡器.....3-45
- 余弦均衡器.....3-45
- 平衡网络.....3-46
- 人工线路.....3-46
- 仿真线.....3-46
- 衰减器.....3-46
- 理想变量器.....3-46
- 差接变量器.....3-47
- 混合线圈.....3-47
- 铁心变量器.....3-47
- 空气心变量器.....3-47
- 有源 RC 网络综合.....3-47
- 被控源.....3-47
- 回转器.....3-48
- 负导抗变换器.....3-48
- 网络灵敏度.....3-48

## 一、网络基础

### 电信网络

communication network

电信网络是指用于通信线路或其它方面的某些特定的部件。这些部件可用于滤波、均衡、延时、形成等方面。因此,电信网络包括各种滤波网络、延时网络、均衡网络和波形形成网络。利用分布参数(如传输线、微带线、波导管等)组成的网络,称为分布参数网络;利用一些集总元件组成的网络称为集总参数网络;只包括无源元件的网络称为无源网络;如包括有源元件在内的网络就是有源网络。网络的形式很多,但它们具有共同的特性。网络的综合和分析就是研究这些网络的一般方法。

当前科学技术的发展,电信网络理论和应用,已经冲破了经典的线性、无源、集总、双向和有限的约束。由于电信技术发展的要求,器件、电路技术和集成化的进展,有源网络、分布参数网络和数字网络等等已能实现,并在一定范围内获得应用。计算机应用的推广更促进了网络设计方法的革新,可以按预给特性要求得到最佳设计。网络理论随着实践有了很大的发展,目前网络的综合和理论,在有些方面,有逐步趋于一致的趋势。

### 通信线路

communication circuit

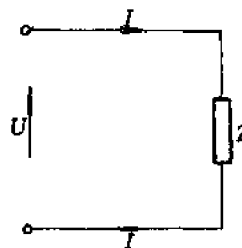
整个通信系统,扼要地说,包含两端的终端设备和两端之间的通信线路。终端设备用作发送和接收(包括调制或编码过程),通信线路用于传输,但这里所指通信线路是广义的,指传输媒介。它可以是实体导线的线路,可以是线路上复用的高频通路,也可以

是无线电通路。例如常用“无线电中继线路”这一名称,实际上并没有实体导线,但亦称它为线路。在网络理论,通信线路一般是指有实体导线的线路,包括明线、平衡电缆、同轴电缆,包括低频率的、载波的和高频率的。虽则这些线路是属于分布参数的,与集总参数元件的网络不同。但它们的传输方程、传播常数、波阻抗等都和四端网络的很相似,所以一般包括在网络理论里。

### 二端网络

two-terminal network

二端网络是有两个线端连至外面的电路,进出这二端的电流是等值和反向。每个电路元件,例如电阻器、线圈或电容器,都是最简单的二端网络。较多的元件可以组成复杂的二端网络,但是,不论其结构如何,只须知道二端的电压 $U$ 与电流 $I$ 的关系,就可以判断这二端网络本身的特性,以及它对于所接电路的影响。



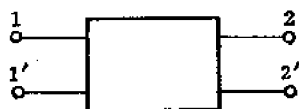
二端网络图

### 三端网络

three-terminal network

三端网络是四端网络的一种特例。如图所示,输入端的 $1'$ 端与输出端的 $2'$ 端直接相连,所以这网络虽有二对线端,实际上只有三个线端连至外面。这 $1'2'$ 端通常接地,因此这种网络对地是不平衡的。T形、 $\pi$ 形、

Γ形网络都属于三端网络。



三端网络图

#### 四端网络

four-terminal network

见“二对端网络”。

#### 二对端网络

two-terminal pair network; two-port network

二对端网络是四端网络较确切的名称。它有两对线端（即四端）连至外面的电路。一对线端 11' 通常连接电源，称为输入端，另一对线端 22' 通常连接负载，称为输出端。两对线端各有电压和电流。这种网络应用很广，有无源的、有源的、线性的、非线性的等很多种类。



二对端网络图

#### 多端网络

multi-terminal network

具有四个端子以上至  $N$  个端子的网络称为多端网络。

两个端子称为对端。具有  $N$  对端子的网络称为多对端网络，或  $N$  对端网络，也可称为  $2N$  端网络。

#### 多对端网络

multi-port network

见“多端网络”。

#### 网络函数

network function

电路中的振荡一般是随时间变化的激励

电压或电流，通常称为激励函数（或策动函数）。

在网络中由激励电源所引起的响应电流和电压，称为网络的响应函数。而响应函数与激励函数之比称为网络函数。

#### 激励函数

excitation function

见“网络函数”。

#### 响应函数

response function

见“网络函数”。

#### 单位阶跃函数

unit step function

单位阶跃函数的定义如下：

在  $t < 0$  时， $u(t) = 0$ ；

在  $t \geq 0$  时， $u(t) = 1$ 。

如图 1 所示，这种函数是计算暂态现象时一种常用的基本激励信号源，它在电压相当于在  $t = 0$  时突然加上 1 单位的直流电压。如这单位电压迟延一时间  $\tau$  才加上，则单位函数写成

在  $t < \tau$  时， $u(t - \tau) = 0$ ；

在  $t \geq \tau$  时， $u(t - \tau) = 1$ 。

如图 2 所示。

单位阶跃函数是单位脉冲函数的积分。

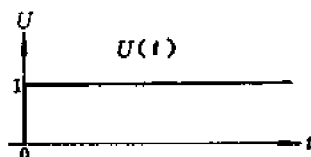


图 1

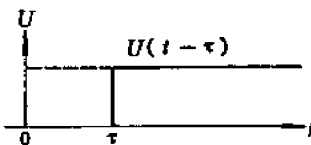


图 2

单位阶跃函数

#### 单位阶跃响应

unit step function response

设将一单位阶跃信号  $V_0(t) = V_0(t)$  加在线性四端网络的输入端，这时在输出端得到

的信号  $V_u(t)$ , 就称为该网络的单位阶跃响应。

从单位阶跃响应可以知道电路对于输入电压突变 (例如突然的不连续) 时, 电路的变化速度如何。

### 单位脉冲函数

unit impulse function

一个量值为无限大, 持续时间为无限小, 而它们的乘积为有限值的函数, 称为冲击函数, 也称脉冲函数。

发生在  $t = 0$  和具有单位面积的冲击称单位冲击函数, 用  $\delta(t)$  表示。如果把  $\delta(t)$  作为发生在  $t = 0$  正的一边、一个时间很短的方脉冲, 如图所示, 就可以用公式给  $\delta(t)$  下定义:

$$\delta(t) = 0 \quad (t \neq 0)$$

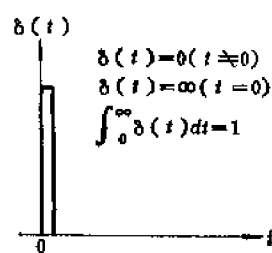
$$\delta(t) = \infty \quad (t = 0)$$

和 
$$\int_0^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

如果以任何有限正数来代  $\infty$  作为积分的上限, 则上面写的积分值也将等于 1。因此, 对于所有  $t$  的正值,  $\int_0^t \delta(\tau) d\tau = 1$ ; 也即是

$$\int_0^t \delta(\tau) d\tau = V_u(t)$$

单位阶跃是单位脉冲的积分。



单位脉冲函数图

### 单位脉冲响应

unit impulse response

设将一单位脉冲信号  $\delta(t)$  加在一线性 (四端) 网络的输入端, 这时在输出端所得到的信号  $h(t)$  就称为该网络的单位脉冲响应。

所谓单位脉冲信号是指在  $t = 0$  处出现的冲击信号, 满足下面两条件:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

当  $t \neq 0$  时,  $\delta(t) = 0$ ;  $t = 0$ ,  $\delta(t) = \infty$ 。

单位脉冲响应  $h(t)$  有两个特点: 一是当  $t < 0$  时,  $h(t)$  等于零, 这是因为在信号加入以前, 不可能有输出; 另一是在经过很长时间后  $t \gg 0$ ,  $h(t)$  也应趋近于零, 这是因为在无源有耗网络中, 有限的能量不可能长久地保持下去。因此, 网络的单位脉冲响应一般如图所示, 从零值增长到最大值后再逐渐下降到零。

在分析网络的传输特性时, 只要求出该网络的单位脉冲响应, 再利用叠加定理, 就可得到对任何输入信号 (它可分解为无数个脉冲之和) 的输出波形。



单位脉冲响应图

### 信号

signal

信号是指按时间变化的电压或电流。任何通信方式, 不论电报、电话、传真电报、广播和电视等, 如欲从一地发送至另一地接收, 必须将消息变为信号, 然后经过媒介传输。信号荷载信息, 经过不同的频率变换、调制或编码, 变成适当形式, 以便适合于各种不同媒介质的传输。信号有三个基本指标, 即持续时间、频带宽度和强弱程度。

### 衰减

attenuation

信号在传输系统中量值的减小称为衰减或衰耗。它可以用输入量值对输出量值的标量比表达, 常用单位有分贝和奈培两种。

**增益**

gain

放大器的增益是指输出量与输入量之比,即放大倍数。功率增益是指输出功率与输入功率之比;电压(或电流)增益是指输出电压(或电流)对输入电压(或电流)之比。有时为了计算方便,将增益取对数。例如:电压增益  $A_v$

$$A_v = \ln \frac{U_2}{U_1}, \text{ 单位为奈培 (Np)}$$

也可定义为

$$A_v = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}, \text{ 单位为分贝 (dB)}$$

从以上两式可见,1奈培等于8.686分贝。

**匹配**

matching

匹配是指负载阻抗与激励源内阻抗互相适配得到最大功率输出的一种工作状态。一般情况,激励源内阻为纯电阻,这时负载电阻如等于激励源内阻,则输出功率为最大,称为匹配,否则就称为失配。

当激励源内阻抗含有电抗成分时,为使负载得到最大功率,负载阻抗与内阻抗必须满足共轭关系,即电阻成分相等,而电抗成分数值相等但符号相反。这种匹配条件称为共轭匹配。

从能量的传输角度看,为使在传输系统中无反射产生,就要求负载阻抗等于传输线或四端网络的特性阻抗,即电阻成分和电抗成分均分别相等,而不是共轭相等。这种匹配条件称为无反射匹配或对象匹配。

往往需要在负载与激励源之间插入一阻抗变换网络达到匹配的目的,这种网络称为阻抗匹配网络。变量器、 $\pi$ 形匹配器等都是常用的匹配网络,进入超高频频段,可采用短线、螺钉或膜片等做成的匹配器。

**导抗**

adpedance; immittance

导抗是阻抗与导纳的统称,用于不分阻抗和导纳的场合。

**归一化导纳**

normalized admittance

一个导纳与相应特性导纳之比。

**归一化阻抗**

normalized impedance

一个阻抗与相应特性阻抗之比。

**复频率**

complex frequency

在研究网络的一般特性时,常引用  $p = \sigma + j\omega$  表示频率概念,称为复频率。其中  $\sigma$  表征振幅的变化,而  $\omega$  则表示振荡的角频率。

**归一化频率**

normalized frequency

在分析滤波器衰减特性和相位特性时,常采用归一化频率,它是指频率与截止频率之比,  $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ , 或者是频率  $\omega$  与等于通带和阻带界限频率  $\omega_1$  与  $\omega_2$  的几何平均值  $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$  之比,  $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ 。

**极点**

pole

具体可实现的集总网络,它的阻抗或导纳函数可以用两个  $p$  的多项式之比来表示:

$$W(p) = \frac{a_1 p^m + a_2 p^{m-1} + \dots + a_m}{b_1 p^n + b_2 p^{n-1} + \dots + b_n}$$

$$= H \frac{(p-p_{01})(p-p_{02}) \dots (p-p_{0m})}{(p-p_{x1})(p-p_{x2}) \dots (p-p_{xn})}$$

式中  $H$  称为标度因数。如  $p$  等于  $p_{x1}, p_{x2} \dots p_{xn}$  值时,则函数  $W(p)$  变为无穷大,所以,  $p_{x1}, p_{x2} \dots p_{xn}$  称为  $W(p)$  的极点。相应地,如  $p$  等于  $p_{01}, p_{02} \dots p_{0m}$  值时,则  $W(p)$  变成零,所以,  $p_{01}, p_{02} \dots p_{0m}$  称为  $W(p)$  的零点。极点和零点可以是实数、虚数或复数。如系复数,则呈现为共轭对  $p_{a1} = \delta_a + j\omega_a$ ,  $p_{a2} =$

$\delta_\omega - j\omega_\omega$ , 其中  $\delta_\omega$  将是负值。如极点、零点和标度因数  $H$  都已规定, 则  $W(p)$  便完全确定。

集总网络导抗函数的极点和零点集中表现了网络的传输特性, 所以在网络综合中, 在复频率坐标面上极点和零点的分布是一个关键问题。

### 标度因数

constant multiplier

见“极点”。

### 零点

zero

见“极点”。

### 奇点

singularity

奇点是指零点和极点的总称。

### 留数

residue

复变函数理论指出, 一个以  $s_1, s_2, \dots, s_n$  为奇点的函数  $F(s)$ , 当沿着复数平面上的封闭曲线积分时, 积分值  $\frac{1}{2\pi j} \oint F(s) ds$  与积分路径无关, 只由  $F(s)$  在  $s = s_1, s_2, \dots, s_n$  的邻域的数值  $A_n$  确定。这个数值  $A_n$  称为  $F(s)$  在  $s = s_n$  的留数 Res, 即

$$\frac{1}{2\pi j} \oint F(s) ds = \sum_{1}^n A_n = \sum_{1}^n \text{Res}$$

例如, 当函数  $F(s)$  只有单阶极点时, 将它分为如下部分分式:

$$F(s) = \frac{a}{(s-s_1)} + \frac{b}{(s-s_2)} + \dots \quad (1)$$

则  $a$  和  $b$  分别是在极点  $s_1, s_2$  的留数。

在拉氏变换式中

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) e^{st} ds = \sum \text{Res}$$

如果  $F(s)$  的部分分式仍为(1)式所示, 则在  $s_1, s_2$  的留数为

$$\text{Res}_1 = ae^{s_1 t} \quad \text{Res}_2 = be^{s_2 t}$$

### 单向性

unilateral

电子管和晶体管等都是具有单向特性的器件。凡是只能从输入对端传输至输出对端而不能反向传输的二对端网络, 都属于单向性网络。但无源二对端网络, 都是双向性的。

### 双向性

bilateral

双向性表示两方向可以同样有效传输。例如电阻、线圈、电容器, 都是双向性元件。无源网络一般是双向性电路, 但电子管或晶体管放大器, 却是有源和单向性电路。

### 对偶性

duality

在两个网络中, 如果其中一个网络的节点方程式与另一网络的回路方程式逐项相似, 只是电压换以电流, 阻抗换以导纳, 那末它们就具有一般对偶的特性。这样一个网络的阻抗特性与另一网络的导纳特性相同。例如,  $T$ 形和  $\pi$ 形网络就是无源对偶网络。两个对偶网络满足了一般对偶条件后, 一个网络的电感、电容和电阻可代以另一网络的电容、电感和电导, 电压源代以电流源, 回路代以节点。

### 克希霍夫定律

Kirchhoff's law

克希霍夫的电压定律和电流定律是求解网络问题的基本工具。电压定律是: 网络内任何闭合回路中所有电压(包括电动势和电压降在内)的代数和等于零。电流定律是: 网络内任何节点上所有电流的代数和等于零。从电压定律获得回路分析法, 从电流定律获得节点分析法。

### 等效电源定理

equivalent source theorem

等效电源定理是网络理论的基本定理之一, 又可分成等效电压源定理和等效电流源定理。等效电压源定理通常称戴文宁(Thevenin)定理。它指出: 任何接有激励源的网络均可用一个二端的等效电压源来代

表, 它的电势等于网络在这二端开路时的电压  $E_{oc}$ , 它的串联内阻抗等于网络内部各电势被短路时从这二端看向网络的阻抗 ( $Z_R$ ), 这个等效电压源在负载阻抗  $Z_R$  中所产生的电流与原来的电流  $I_R$  相同 (图 1 和图 2)。

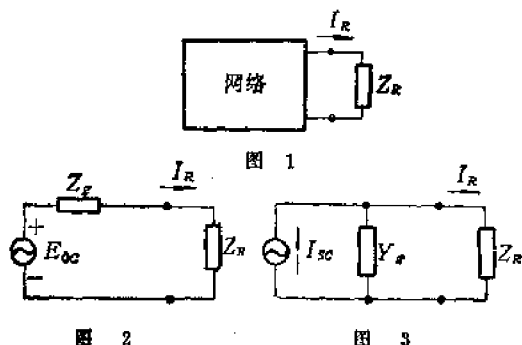


图 2 图 3  
等效电源定理图

等效电流源定理指出: 任何接有激励源的网络均可由二端的等效电流源来代表, 它的电流等于在网络二端短路线中流过的电流  $I_{sc}$ , 并联内导纳等于把网络内的电源开路时从这二端看向网络的导纳  $y_s$ , 这个等效电流源在负载阻抗  $Z_R$  中所产生的电流等于原来的电流  $I_R$  (图 1 和图 3)。等效电流源和等效电压源成对偶关系, 可以互相转换。

#### 等效电压源定理

equivalent voltage source theorem

见“等效电源定理”。

#### 等效电流源定理

equivalent current source theorem

见“等效电源定理”。

#### 戴文宁定理

Thevenin's theorem

见“等效电源定理”。

#### 互易定理

reciprocity theorem

互易定理是: 在线性双通四端网络中, 如将电源  $E$  接于某二端, 在任一其它支路中测量电流  $I$ , 它们的比 (即转移阻抗) 将与  $E$  和  $I$  位置互易时所得的比相等。但当  $E$  和  $I$  互易位置时, 它们的内阻抗应保持不变。

这定理指出: 在线性网络中对于双方向的传输是相同的。互易定理还说明了线性网络中转移阻抗和导纳  $Z_{21} = Z_{12}$  和  $Y_{12} = Y_{21}$  的相等关系。

#### 叠加定理

superposition theorem

叠加定理是网络理论中的基本定理之一。它指出: 在线性网络中, 流过任一点的电流是各个电源在该点产生电流的总和; 在分析各个电源所产生的电流时, 应将其他电源的电势短路, 但保留它们的内阻抗不变。因此, 使用了叠加定理, 每次只须考虑一个电源。例如引入新的电源, 不必重新求解, 只求出新电源在网络中所产生电流, 加到原来的解中即可。如电源含有不同频率的电压时, 可对每一频率分别求解, 然后相加。所以, 利用叠加定理可使网络的分析简便很多。

#### 补偿定理

compensation theorem

补偿定理是网络理论中的基本定理之一。它指出: 设一线性网络达到了稳定状态, 流过网络中某一阻抗  $Z$  的电流为  $I$ 。如果将阻抗  $Z$  改变了  $\Delta Z$  值, 则在网络中任意点所引起的电流变量将等效于用一个电动势  $E_c = -I\Delta Z$  来代替。这里  $E_c$  称为补偿电动势, 其中电流  $I$  仍为未变化前的电流。利用补偿定理可将线性网络中的参数变化或更改元件时所引起电流变动等效为补偿电动势, 这样可以直接看出参数变动所起的影响, 同时使计算简化。

#### 最大功率传输定理

maximum power transfer theorem

当负载阻抗与信号源内阻抗互为共轭匹配时, 信号源向负载传输最大的功率。其值为  $P = \frac{E^2}{4R}$ , 式中  $E$  为信号源电压,  $R$  为电阻。这个功率通常称为最大可用功率。

#### 最大可用功率

maximum available power

见“最大功率传输定理”。

### 电抗定理

reactance theorem

电抗定理是用来说明二端无耗网络策动点电抗函数的基本规律的。这个定理指出：任何二端无耗网络的策动点电抗，均可用它实频率 $\omega$ 的所有内极点和零点以及标度因素 $H$ 来表达

$Z =$

$$j\omega H \frac{(\omega^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_4^2) \cdots (\omega^2 - \omega_{2p}^2)}{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2) \cdots (\omega^2 - \omega_{2p+1}^2)}$$

或

$$Z = \frac{H}{j\omega} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2) \cdots (\omega^2 - \omega_{2p+1}^2)}{(\omega^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_4^2) \cdots (\omega^2 - \omega_{2p}^2)}$$

其中  $H > 0$ ,  $0 < \omega_1 < \omega_2 < \cdots$ 。

标度因数 $H$ 是用来确定电抗的绝对值的，而零点和极点则可完全确定出电抗随频率的变化关系。

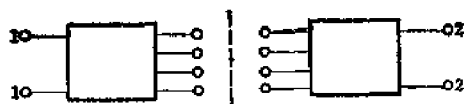
从这定理得知二端电抗网络的极点和零点必然在频率坐标上交替出现，总是具有正的斜率，内零点与内极点数相差不能多于1。从这定理可推知二端电抗网络一般有四种可能的基本形式。

由于电抗定理给出了二端无耗网络的基本规律，所以在综合LC网络时，这是一个很有用的定理。

### 中剖定理

bisection theorem

中剖定理指出一个四端对称网络可以在中间剖开为两个相等部分，对称梯形网络经过中剖后就很容易构成等效X形网络。如图所示，在中剖端短路时，11或22端量得的



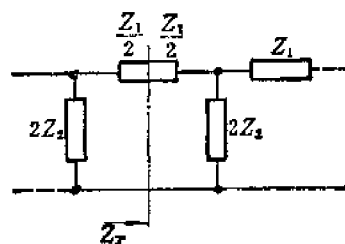
中剖定理图

阻抗，等于X形网络的纵臂，在剖端开路时，11或22端量得的阻抗，等于X形网络的斜臂。

### 串联中剖

series bisection

串联中剖是指在梯形网络串联臂阻抗中间剖开作为一节网络的终端。于是，终端串联臂的阻抗将为 $Z_1/2$ ，终端的对象阻抗等于T形对象阻抗 $Z_T$ 。

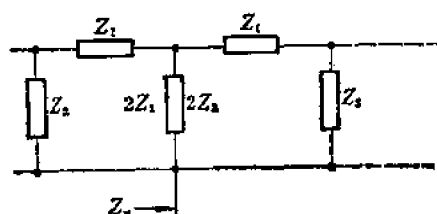


串联中剖图

### 并联中剖

shunt bisection; parallel bisection

在梯形网络的并联臂阻抗 $Z_2$ 中间剖开(分为两个 $2Z_2$ 并联)，构成并联臂为 $2Z_2$ 的网络，称为并联中剖。这时，终端的对象阻抗等于 $\pi$ 形网络的对象阻抗 $Z_{\pi}$ 。



并联中剖图

### 卷积定理

convolution theorem

设两个函数 $f_1(t)$ 和 $f_2(t)$ 的拉氏变换分别为 $F_1(p)$ 和 $F_2(p)$ ，则 $F_1(p)$ 和 $F_2(p)$ 的乘积为 $f_1(t)$ 和 $f_2(t)$ 卷积的拉氏变换。用式表示

$$\mathcal{L}\left[\int_0^t f_1(x)f_2(t-x)dx\right] = F_1(p) \cdot F_2(p)$$

或



$$\mathcal{L}\left[\int_0^t f_1(t-x)f_2(x)dx\right] = F_1(p) \cdot F_2(p)$$

卷积的意思是一个函数和另一个函数延迟时间  $t$  的乘积的积分。

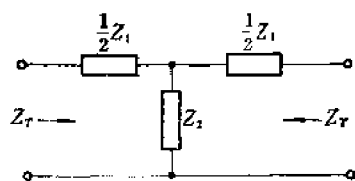
### T 形网络

T network

T 形网络是一节四端（或三端）网络，由三个阻抗接成“T”字母的形状，如图所示。它是一种基本型的四端网络，其它一些结构的四端网络在特性上可以由等效 T 形网络来代表。

T 形网络的特性阻抗  $Z_T$  等于

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}$$



T 形网络图

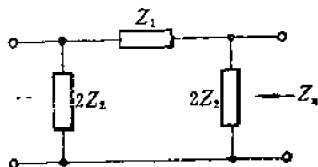
### π 形网络

pi(π) network

π 形网络是一节四端（或三端）网络，由三个阻抗接成 π 字母形状，如图所示。它与 T 形网络可以互相等效。

π 形网络的特性阻抗  $Z_\pi$  等于

$$Z_\pi = \frac{\sqrt{Z_1 Z_2}}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}}$$



π 形网络图

梯形网络可看成是由 π 形网络或 T 形网络连接而成，不过前者为并联中剖，而后者为串联中剖而已。

### Γ 形网络

inverted L network; Γ network

见“半节网络”。

### 半节网络

half-section network

一个包含一纵臂和一横臂的网络，如果横臂阻抗等于梯形串联臂阻抗的一半，纵臂阻抗等于梯形并联臂阻抗的两倍，就称为半节网络。由于它的形状象字母 Γ 形或倒 L 形，所以又称为 Γ 形网络或倒 L 形网络。也就是说，半节网络是从梯形网络串联中剖和并联中剖取得的 Γ 形网络，它的二对端特性阻抗分别为  $Z_T$  和  $Z_\pi$ 。所以经常用来匹配 T 形网络与 π 形网络。

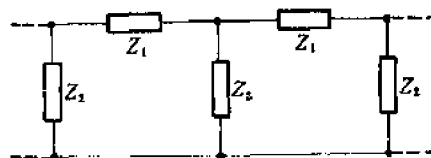


图 1 梯形网络

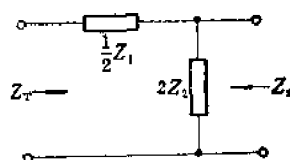
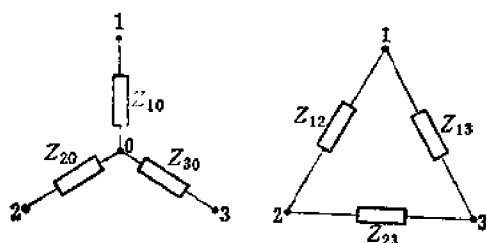


图 2 半节网络

### 星形网络

star network

星形网络是连接成星状的一种网络结构。各网络阻抗的一端连接在一起，构成一个公共端，另一端则分别接出。最常用的一种星形网络就是由三个阻抗构成的 Y 形网络，如图所示。Y 形网络和 Δ 形网络之间可以通过下列各式等效互换。



星形-三角形网络图

$$Z_{10} = \frac{Z_{12}Z_{13}}{Z_{12} + Z_{13} + Z_{23}}$$

$$Z_{12} = \frac{Z_{10}Z_{20} + Z_{10}Z_{30} + Z_{20}Z_{30}}{Z_{30}}$$

$$Z_{23} = \frac{Z_{12}Z_{23}}{Z_{12} + Z_{13} + Z_{23}}$$

$$Z_{13} = \frac{Z_{10}Z_{20} + Z_{10}Z_{30} + Z_{20}Z_{30}}{Z_{20}}$$

$$Z_{30} = \frac{Z_{13}Z_{23}}{Z_{12} + Z_{13} + Z_{23}}$$

$$Z_{23} = \frac{Z_{10}Z_{20} + Z_{10}Z_{30} + Z_{20}Z_{30}}{Z_{10}}$$

**Y 形网络**

Y network

见“星形网络”。

**三角形网络**

delta network

将三个阻抗连接成△形状，就构成△网络或三角形网络，它与Y网络可以等效互换，见星形网络（Y网络）。

**Δ 网络**

delta network

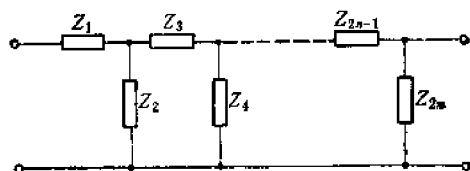
即“三角形网络”。

**梯形网络**

ladder network

梯形网络是常用的一种网络结构，是由串联臂和并联臂交替组成的网络。

如果串联臂阻抗( $Z_1, Z_3, \dots$ )相等，并联



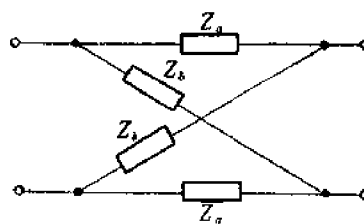
梯形网络图

臂阻抗( $Z_2, Z_4, \dots$ )也相等，这种梯形网络则可看成是由相同的T节或π节连接而成的。

**X 形网络**

lattice network

X形网络又称桥形或格形网络。它包含四个阻抗接成X字母形状的一节四端网络，如图所示。通常横臂两个阻抗相等(例如 $Z_a$ )，斜臂两个阻抗相等(例如 $Z_b$ )。它亦可以画成电桥形状，输入对和输出对成为桥形网络的两个对角边。



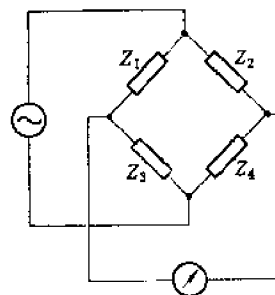
X 形网络图

X形网络可用作滤波网络、全通网络或相移网络等。这种网络的传输特性和它的阻抗臂之间存在着简单的函数关系，所以，对通带和阻带的要求转换为对阻抗函数的要求是比较容易的，这是X形网络的优点。但它不象梯形网络那样有一公共接地点，有时不太方便。任一T形或π形网络可找到它的等效X形网络，或反过来从X形网络求出等效T形网络或π形网络。

**桥形网络**

bridge network

四个阻抗臂构成桥形的网络，如图。它



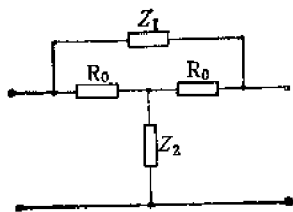
桥形网络图

的一个对角线连接电源, 另一对角线连接指示器。当电桥平衡时,  $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$ , 指示器的指示为零。电信测量广泛采用桥形网络。设计滤波器时所用 X 形网络亦称为桥形网络。

### 桥 T 形网络

bridged-T network

桥 T 形网络包含两个阻抗臂  $Z_1$  和  $Z_2$ , 和两个电阻  $R_0$ , 构成桥 T 形, 如图所示。它是



桥 T 形网络图

恒阻网络的一种, 即

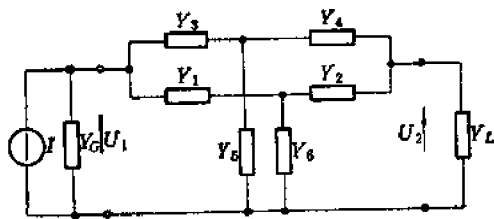
$$Z_1 Z_2 = R_0^2,$$

它的特性阻抗等于电阻  $R_0$ 。  $Z_1$  和  $Z_2$  两臂是倒量网络。它和桥形 (X 形) 网络都可以用于均衡器, 但桥 T 形有公共接地线, 在结构上较为方便。

### 双 T 形网络

twin T network

双 T 形网络的结构如图所示。通常它用



双 T 形网络图

于零示电路, 在平衡条件下, 输出电压  $U_2 = 0$ 。这平衡条件是

$$Y_3 Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_6) + Y_1 Y_2 (Y_3 + Y_4 + Y_5) = 0$$

它与电源和负载的导纳无关。一般这种网络是由电阻和电容元件构成, 具有频率选择特

性。如用这种网络接入放大器的反馈电路, 可获得调谐放大器的特性, 在测量仪器中也很用处。

### 等效网络

equivalent network

在任一系统中, 如一个网络代替另一个网络, 而并不改变网络以外系统其余部分的电性能, 这两个网络就是等效的网络。如果一个网络在一定条件下, 例如在一个频率, 一个方向, 或一定的终端情况, 可以代替另一网络而不改变外部性能, 它们就是有限制的等效网络。所以, 两个线性无源网络, 如以同样电压加上两个网络的相应对端时, 在另一相应对端产生相同的电流, 它们就是等效网络。两个三端网络, 如具有相同的回路策动点阻抗和转移阻抗, 就是等效网络。通常采用 T 形或  $\pi$  形作为等效三端网络。X 形通常用作等效四端网络。对于有源网络, 如任何负载阻抗连至两个网络的终端时产生相同的负载电流值, 这两个有源网络是等效的。等效电源定理就是表明有源网络的等效性。

### 对称网络

symmetrical network

在四端网络 (二对端网络), 如输入对端和输出对端由外部测量没有差别, 或者, 输入对端和输出对端互换后并不影响外部性能, 则这四端网络不论结构是否对称, 将认为是对称网络。每一对称的四端网络是与 X 形网络等效的。如四端网络的结构对纵轴 (垂直) 对称, 就称为结构上对称的网络。例如 T 形网络, 如  $Z_a = Z_b$ , 则认为是结构上对称的四端网络。这种对称网络, 对象阻抗和累接阻抗没有区别, 统称为特性阻抗。

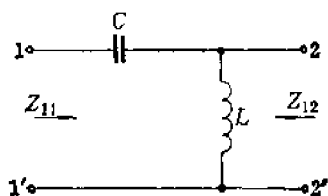
### 不对称网络

asymmetrical network

不对称四端网络是指输出与输入对端两个对象阻抗乘积为定值 ( $Z_{11} Z_{22} = R^2$ ) 的网络。

显然,在这种情形下,两个对象阻抗是互为倒数的。下图所示为不对称四端网络的一例。不对称四端网络的另一定义,是一对线端在所有频率量得的开路输入阻抗与另一对线端量得的短路输入导纳成比例。即

$$Z_{11} = R^2 Y_{22} \quad Z_{22} = R^2 Y_{11}$$

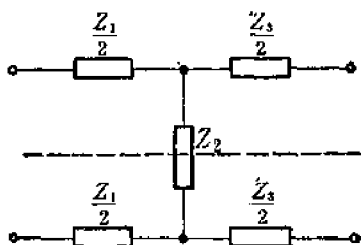


不对称网络图

### 平衡结构

balanced structure

四端网络的结构有平衡的和不平衡的。T形、 $\pi$ 形、 $\Gamma$ 形网络都是不平衡的,X形、H形网络是平衡的。如图所示H形网络,对



H形网络图

横轴(水平)的结构是对称的,所以认作平衡结构。如将不平衡的T形网络横臂一半阻抗改接在下面的导线内,就能成为平衡结构,而不改变网络的参数。当网络外部连接的是平衡线路时,应该采用平衡结构的网络,否则须加用变量器,把平衡线路与不平衡网络相隔离。

### 链式网络

chain network

链式网络是由多个相同的网络节级联而成的。级联的意义较广,连接的各网络可能是不同结构,如复合滤波器就是一例,而链式网络则专指相同网络的级联。

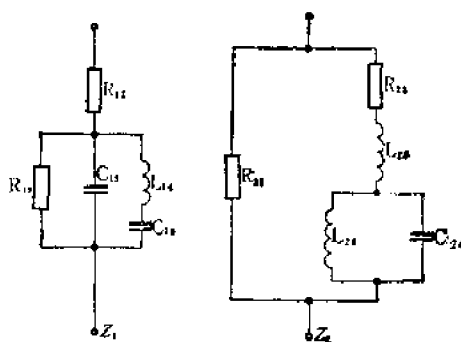
### 倒量网络

reciprocal network

两个网络的阻抗乘积如为定值,它们将是倒量网络(亦称互易网络)。即:

$$Z_1 Z_2 = R_0^2$$

两个对偶网络(即一个网络的阻抗和另一网络的导纳有同样特性),如相应的元件保持一定比值,就可以成为倒量网络。图示倒量网



倒量网络图

络的一例,其中元件值的关系是:

$$\begin{aligned} R_{11} R_{21} &= R_{12} R_{22} = \frac{L_{23}}{C_{13}} = \frac{L_{14}}{C_{24}} \\ &= \frac{L_{26}}{C_{15}} = R_0^2 \end{aligned}$$

### 对偶网络

dual network

见“倒量网络”。

### 非平面网络

nonplanar network

凡在平面上不可能画出无交叉支路图形的网络,称为非平面网络。反之,称为平面网络。

### 平面网络

planar network

见“非平面网络”。

### 网络参数

network parameter

包括连系网络输入端电压和电流关系的策动点函数、连系输入端与输出电压和电流关系的转移函数、表征网络插入前后输入

端和输出端电压电流或功率关系的介入函数、表示阻抗匹配情况的反射参数、信号在网络系统里传输过程中所产生的各种响应特性及它们的各种畸变,等等。

### 策动点函数

driving-point function

策动点阻抗函数和策动点导纳函数统称为策动点函数。

### 策动点阻抗

driving-point impedance

见“策动点导纳”。

### 策动点导纳

driving-point admittance

在一个有许多闭合回路的网络中,如果除了第 $m$ 个回路里的电动势外,所有其它电压源都只保留有内阻抗而将其电动势短路,则第 $m$ 个回路的电流与其电源电压之比称为这回路的策动点导纳

$$Y_{mm} = \frac{I_m}{E_m}$$

它的倒数称为第 $m$ 个回路的策动点阻抗。在一个有许多节点的网络,如果除了第 $m$ 个节点外,所有电流源只保留其内导纳而将其理想电流源开路,则第 $m$ 个节点与参考节点间电压与电流之比,称作节点策动点阻抗

$$Z_{mm} = \frac{E_m}{I_m}$$

它的倒数是第 $m$ 个节点与参考节点间的策动点导纳。

对于无源四端网络,22'对端连接负载 $R_2$ (或11'对端连接 $R_1$ )时,11'对端(或22'对端)量得的阻抗,称为它的策动点阻抗。

### 转移函数

transfer function

如下图所示,假定输入加至1-1'端,并从2-2'端取输出,则四个转移函数的定义为:



转移函数图

$\frac{U_2}{U_1}$ 为转移电压比;

$\frac{I_2}{I_1}$ 为转移电流比;

$\frac{U_2}{I_1}$ 为转移阻抗;

$\frac{I_2}{U_1}$ 为转移导纳。

应该注意到,各个转移函数各自代表一个输出对输入之比。

### 转移电压比

transfer voltage ratio

见“转移函数”。

### 转移电流比

transfer current ratio

见“转移函数”。

### 转移阻抗

transfer impedance

见“转移函数”。

### 转移导纳

transfer admittance

见“转移函数”。

### 反射系数

reflection coefficient

在传输线或网络与一个失配的终端阻抗之间的连结点,其有关的反射波电压与有关的入射波电压之复数比称为反射系数。它可用下式表达

$$\text{反射系数 } \rho = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

上式中 $Z_1$ 为信号源方面的阻抗, $Z_2$ 为负载阻抗(终端阻抗)。如果用入射电流与反射电流的复数比,则将为上式的负值。

近年来又把反射系数 $\rho$ 称为散射系数 $S_{110}$ 。

**散射系数**

scattering coefficient

见“反射系数”。

**反射常数**

reflection constant

反射系数倒数的对数, 称为反射常数。用公式表示为

$$g_r = \ln \frac{1}{\rho} = a_r + jb_r$$

上式中  $a_r$  称为反射衰减,  $b_r$  称为反射相角。

**介入功率函数**

insertion power function

介入功率函数又称为插入函数, 包括介入功率比, 介入衰减等有关功率传输的函数关系。

设激励源的内阻为  $R_1$ , 负载电阻为  $R_2$ , 当将负载  $R_2$  直接与激励源相连时, 负载  $R_2$  上所得的功率为

$$P_{20} = \frac{|U_{20}|^2}{R_2} = |I_{20}|^2 R_2$$

式中  $U_{20}$ 、 $I_{20}$  分别为  $R_2$  两端的电压降和流过  $R_2$  的电流。若将一四端网络插入负载  $R_2$  与激励源之间, 这时  $R_2$  上所得的功率不仅与  $R_1$  和  $R_2$  值有关, 而且随网络的传输特性而变, 负载  $R_2$  所得的功率可表示为

$$P_2 = \frac{|U_2|^2}{R_2} = |I_2|^2 R_2$$

这里  $U_2$  和  $I_2$  是插入网络后负载  $R_2$  上的电压降和流过  $R_2$  的电流。

插入网络前后负载  $R_2$  上所得功率  $P_{20}$  与  $P_2$  之比为介入功率比

$$\frac{P_{20}}{P_2} = \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right|^2 = \left| \frac{I_{20}}{I_2} \right|^2$$

$U_{20}/U_2$  和  $I_{20}/I_2$ , 通常又称为介入电压比和介入电流比。取介入功率比的对数, 除以 2, 即得介入衰减 (或插入衰减), 表示为

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \frac{1}{2} \ln \frac{P_{20}}{P_2} = \ln \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right| \\ &= \ln \left| \frac{I_{20}}{I_2} \right| \end{aligned}$$

单位为奈培。如采用分贝为衰减单位, 又可表示为:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= 10 \lg \frac{P_{20}}{P_2} = 20 \lg \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right| \\ &= 20 \lg \left| \frac{I_{20}}{I_2} \right| \end{aligned}$$

介入功率比或介入衰减都是频率的函数, 可能某些频率范围内,  $A(\omega)$  为负值, 这说明在插入网络后, 负载功率不是减小而是增加了, 这时插入网络获得了增益。

如果  $R_1 = R_2$ , 当负载与激励源直接相连时, 满足匹配条件, 负载功率为最大, 记作  $P_{2m}$ 。插入网络后, 仍设负载所得功率为  $P_2$ 。为了与介入功率比、介入衰减相区别, 称  $P_{2m}$  与  $P_2$  之比为工作传输比, 从而定义的衰减值为工作衰减, 表示为

$$A(\omega) = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{2m}}{P_2} \text{ (奈培)}$$

$$\text{或} \quad A(\omega) = 10 \lg \frac{P_{2m}}{P_2} \text{ (分贝)}$$

**介入衰减**

insertion loss

见“介入功率函数”。

**介入比**

insertion ratio

见“介入功率函数”。

**工作传输比**

effective transmission ratio

见“介入功率函数”。

**工作衰减**

effective attenuation

见“介入功率函数”。

**特性参数**

characteristic parameter

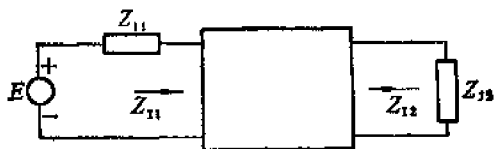
特性参数包括特性传播常数  $\gamma_c$ 、特性损耗  $\alpha_c$ 、特性相移  $\beta_c$  和特性阻抗  $Z_{c1}$ 、 $Z_{c2}$ 。特性参数决定于四端网络本身的固有特性, 所以有时又称为固有参数。它们可以用网络的

开路阻抗和短路导纳来表示,因而容易测定。特性参数与工作参数或介入参数不同,因为特性参数不依赖网络外面所连接的阻抗。但当网络为对称线性网络,且两对端又满足匹配条件,这时特性参数与介入参数或工作参数相同。在传输线里,特性参数也就是波参数。

### 对象参数

image parameter

对象参数包括对象传输常数和对象阻抗。如果负载阻抗等于  $Z_{12}$ , 电源内阻抗等于  $Z_{11}$ , 如图所示:



对象参数图

若网络的输入端阻抗就等于  $Z_{11}$ , 输出端阻抗等于  $Z_{12}$ 。就好象在网络里看到了电源内阻抗和负载阻抗的影子一样。所以将  $Z_{11}$  和  $Z_{12}$  称为网络的对象阻抗。从电波在传输系统中的传输特性来看,在任一对端,向前看和向后看的阻抗相等时,即无反射发生。对象阻抗正满足这个条件,所以按对象阻抗级连起来的网络,在连接点不产生反射,因而经常称这种条件为对象匹配条件。

在按对象阻抗连接条件下,四端网络的传播常数  $\gamma_e$  可表示为

$$\begin{aligned}\gamma_e &= -\frac{1}{2} \ln \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = \ln \frac{I_1}{I_2} \sqrt{\frac{Z_{11}}{Z_{12}}} \\ &= \ln \frac{U_1}{U_2} \sqrt{\frac{Z_{12}}{Z_{11}}}\end{aligned}$$

式中  $U_1$ 、 $I_1$ 、 $U_2$  和  $I_2$  分别代表输入端和输出端的电压和电流,其中  $U_1 = Z_{11} I_1$ ,  $U_2 = Z_{12} I_2$ 。如果网络是对称的,则有:

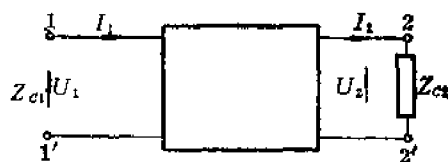
$$\begin{aligned}Z_{11} &= Z_{12} = Z_1 \\ \gamma_e &= \ln \frac{I_1}{I_2} = \ln \frac{U_1}{U_2}\end{aligned}$$

对象参数是频率的函数。当电源内阻抗和负载阻抗为一定值时,在某一些频带内,满足对象匹配条件,无损耗传输,称为通带。在另一些频带内,不再满足对象匹配关系,产生反射,传输被阻,称为阻带。常将用对象参数设计滤波器的方法称为对象参数法。

### 固有损耗

inherent loss

固有损耗也就是网络本身所引入的损耗,是网络传播常数的实数部分。传播常数决定于四端网络匹配时输入与输出功率比。如图所示,负载阻抗等于  $22'$  端特性阻抗



固有损耗图

$Z_{c2}$ , 传播常数的实数部分为

$$\begin{aligned}\alpha_e &= -\frac{1}{2} \ln \left| \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} \right| = \ln \left| \frac{I_1}{I_2} \sqrt{\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}} \right| \\ &= \ln \left| \frac{U_1}{U_2} \sqrt{\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}} \right|\end{aligned}$$

这部分就是网络的固有损耗。固有损耗加上终端的反射损耗,称为网络的工作损耗。

### 失配损耗

mismatch loss

见“平衡损耗”。

### 平衡损耗

balancing loss

平衡损耗也称失配损耗,是反射系数 ( $\eta$ ) 倒数的绝对值的对数:

$$\ln \left| \frac{1}{\eta} \right| = \ln \left| \frac{Z_0 + Z_R}{Z_0 - Z_R} \right|$$

它用于差接变量器(亦称变压器)以表示线路与平衡网络的平衡程度,  $Z_0$  代表平衡网络的阻抗,  $Z_R$  代表线路的输入阻抗。在任一频率,这两个阻抗相差愈大,反射现象愈严重,平衡损耗愈小。在长途电话里,根

据平衡损耗值决定增音机可用的增益值。

### 反射损耗

reflection loss

电波在传输线上的传播概念同样可适用于信号在网络系统中的传输过程。根据对象参数的概念,当电源内阻抗  $Z_1$  等于对象阻抗  $Z_{11}$  时,在输入端便不会产生反射。同理,当负载阻抗  $Z_2$  等于对象阻抗  $Z_{12}$  时,在输出端亦无反射。相反,如果  $Z_1$  不等于  $Z_{11}$ ,在输入端产生反射,造成一定的损耗。同样,  $Z_2$  不等于  $Z_{12}$ ,在输出端也将发生反射,也构成一部分损耗。这样造成的损耗称为反射损耗,也就是,当不满足对象匹配条件时所产生的损耗。反射损耗的大小决定于失配的程度。可用下式计算

$$\text{输入端的反射损耗} \quad \ln \left| \frac{Z_1 + Z_{11}}{2\sqrt{Z_1 Z_{11}}} \right|$$

$$\text{输出端的反射损耗} \quad \ln \left| \frac{Z_2 + Z_{12}}{2\sqrt{Z_2 Z_{12}}} \right|$$

### 品质因数

quality factor

品质因数是用来衡量储能元件所储存的能量与其耗损能量之间关系的一个因数,可表示为

$$Q = 2\pi \frac{\text{最大储存能量}}{\text{每周耗散能量}}$$

例如,一个线圈的电感和它的串联电阻依次为  $L$  和  $R$ ,流经这个线圈频率为  $f$  的交流电流的最大值为  $I_m$ ,则其最大储存能量为  $\frac{1}{2}LI_m^2$ ,而每周耗损功率为  $\frac{1}{2} \frac{RI_m^2}{f}$ 。

所以,线圈的品质因数是

$$Q_L = 2\pi \frac{\frac{1}{2}LI_m^2}{\frac{1}{2f}RI_m^2} = \frac{\omega L}{R}$$

电容器亦可用  $Q$  值表示它的能量关系

$$Q_c = \omega CR$$

这里  $C$  和  $R$  代表电容器的电容量和它的并联电阻。

### 耗散因数

dissipation factor

品质因数的倒数称为耗散因数。在电容器中,当介质损耗比较小时,它的品质因数很大,所以一般采用它的倒数,表示为

$$d_c = \frac{1}{Q_c} = \frac{1}{\omega CR}$$

### 输入阻抗

input impedance

对于传输线或四端网络来说,当输出端接有一定的负载阻抗时,在输入端电压与电流之比称为输入阻抗。除非负载阻抗等于特性阻抗,一般来说,输入阻抗并不等于输出端所接的负载阻抗,因此,传输线或四端网络可起到阻抗变换的作用。为了使一定的负载阻抗与激励源的内阻抗相匹配经常利用四端网络或传输线来进行阻抗变换。

### 输出阻抗

output impedance

输出阻抗是电路对着负载的阻抗。在电路中,当去掉负载,以短路代替电源时,从输出端看入电源方向的阻抗称为输出阻抗。开路(去掉负载)电压对短路(负载短路)电流之比等于输出阻抗。如果负载阻抗与输出阻抗不相等,便不能获得最大功率输出。

### 对象阻抗

image impedance

见“对象参数”。

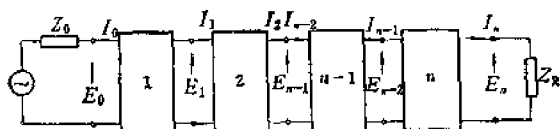
### 累接阻抗

iterative impedance

许多相同的无源网络节,在电源与负载之间连成级联,如图所示。如果负载阻抗为  $Z_R$ ,而每一节网络从输出端看进网络的阻抗也等于  $Z_R$ ,则每一节将有相同的性能,不必分析全部  $n$  节,只须分析一节,便知其余。此时网络的终端阻抗等于累接阻抗,网络的



输入阻抗亦等于累接阻抗。如每一网络节是对称的, 则累接阻抗即为特性阻抗, 也就是对象阻抗, 但在不对称网络, 累接阻抗是不同于对象阻抗的。



累接阻抗图

### 特性阻抗

characteristic impedance

当传输线的终端负载阻抗等于某一特定阻抗时, 负载将吸收掉传输到终端的全部能量, 而无反射波产生, 这一特定阻抗就称为该传输线的特性阻抗。这时线上任一点看向传输线的输入阻抗都等于特性阻抗。特性阻抗决定于传输线的结构、参数和使用频率, 而与观察点的位置无关。例如, 平行传输线的特性阻抗  $Z_c$  等于

$$Z_c = \sqrt{\frac{r + j\omega L}{g + j\omega C}}$$

这里  $r + j\omega L$  为每单位线长的串联阻抗,  $g + j\omega C$  为每单位线长的并联导纳。如果是无损耗线,  $r = g = 0$ , 则

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

是一纯电阻。

对于四端网络来说, 同样可用特性阻抗来表征能量的传输特性。为使输入端和输出端均无反射产生, 电源内阻抗和负载阻抗都必须等于特定的阻抗, 这些特定阻抗就是四端网络的特性阻抗 (见“对象阻抗”)。

### 归一化特性阻抗

normalized characteristic impedance

归一化特性阻抗是特性阻抗  $Z_r$  或特性阻抗  $Z_x$  与网络的额定阻抗  $R$  之比值, 即  $\frac{Z_r}{R}$  或  $\frac{Z_x}{R}$ 。网络外端连接的阻抗一般等于  $R$ ,

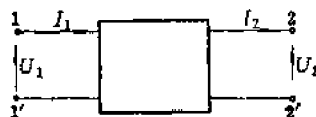
所以归一化特性阻抗可以表示匹配程度。

### 开路阻抗

open-circuit impedance

在二对端网络 (四端网络), 如 22' 对端开路, 则 11' 对端的输入阻抗称为 11' 对端的开路阻抗

$$Z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0}$$



四端网络图

同样, 如 11' 对端开路, 则 22' 对端测量得到的输入阻抗称为 22' 对端的开路阻抗

$$Z_{22} = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0}$$

开路对端电压与另一对端电流之比, 称为开路的转移阻抗

$$Z_{12} = \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} \quad Z_{21} = \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1=0}$$

这样四个开路阻抗, 可以决定无源四端网络的固有特性, 其电压和电流表示式为

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

### 短路导纳

short-circuit admittance

将二对端网络 (四端网络) 的 22' 对端短路, 在 11' 对端量得的输入阻抗为短路阻抗, 输入导纳为短路导纳

$$Y_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0}$$

同样, 将 11' 对端短路时, 在 22' 对端量得的输入导纳为

$$Y_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1=0}$$

某一对端短路电流与另一对端电压之比为短路的转移导纳。

$$Y_{12} = \frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1=0} \quad Y_{21} = \frac{I_2}{U_1} \Big|_{U_2=0}$$

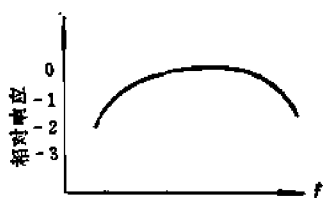
网络的导纳矩阵可由短路导纳组成

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$$

### 网络频率响应

frequency response of network

频率响应是指网络对激励函数在不同频率时的幅度响应,也就是网络的衰减或增益的频率特性。响应曲线的横坐标,如采用对数标度,可使某些频段的响应显示得格外清楚。纵坐标可采用相对标度,以中段频率的响应为参考,附图就是铁心变量器频率响应的例子。从频率响应曲线可以估计网络的传输频带宽度。



铁心变量器频率响应曲线图

### 幅度频率特性

amplitude-frequency characteristic

四端网络的输出电压幅度  $U_2$  与输入电压幅度  $U_1$  之比一般是频率的函数,称为网络的电压幅度频率特性,简称为幅频特性。表示为

$$K(\omega) = \frac{U_2}{U_1}$$

同样可表示出电流的幅频特性。

幅度频率特性可以画成曲线,把频率作为横坐标,电压幅度比作为纵坐标,这样画成的曲线有时又称为幅频特性曲线。

### 相位频率特性

phase-frequency characteristic

四端网络输出电压或电流与其输入电压或电流的相位差(相移)  $\varphi_2 - \varphi_1$  一般是频率的函数,称为相位频率特性,简称相频特性。可以绘成以频率为横坐标,相移为纵坐标的

相频特性曲线。在一些网络中,如相位均衡器等,都是以相频特性做为设计依据的。

### 幅度相位特性

amplitude-phase characteristic

四端网络的输出电压与输入电压比可表示为

$$K(\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = A e^{-j\varphi}$$

其中  $A$  是输出与输入电压幅度比,  $\varphi$  是输出与输入正弦电压间的相移。 $A$  与  $\varphi$  的关系称为幅度相位特性。这种幅度相位特性可以画在极坐标的图纸上,  $A$  是径向矢量,  $\varphi$  是极角,相对于每一频率的幅度和相位在图上画出一點,将整个频率范围内所得各点连成曲线。即得幅度相位特性曲线。这种特性常常用测量方法求得,设计负反馈放大器时,往往需要画出这种曲线,借以判断放大器能否稳定运用。

### 衰减频率特性

attenuation-frequency characteristic

网络的衰减,通常为频率的函数,因此须以衰减为纵坐标、频率为横坐标画出各频率的衰减值,连成曲线,称为衰减频率特性。在滤波器和均衡器中,衰减频率特性是主要的特性之一。设计网络时,将衰减的要求画在衰减频率特性图上,以便将设计所得曲线与规定的要求互相比较。

### 最佳幅度响应

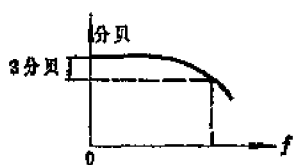
optimum amplitude response

最佳幅度响应是指网络的幅度响应在尽可能宽的频率范围内为定值。例如网络幅度响应的平方,可以写成两个包含频率变数偶次幂的多项式之比

$$|T|^2 = \frac{a_0 + a_2 y^2 + a_4 y^4 + \dots}{b_0 + b_2 y^2 + b_4 y^4 + \dots}$$

多项式中使尽可能多的项数有相同的系数  $a + b$ , 就获得最佳的幅度响应。从同样的条件可获得网络最近于线性的相位响应或最

佳的波群时延特性。如下图所示,增益的最佳响应,以3分贝点作为频带宽度。



最佳幅度响应图

### 时延畸变

delay distortion

指传输频带内各不同频率传输时间(或时延)不等而发生的畸变。它是由于电感和电容元件的阻抗随频率而变化,以致网络相移频率曲线的斜率 $\left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)$ 随频率而变。在多数频率信号里,造成时延畸变主要是群时延。如各频率的时延相差不多,人耳不易觉察。所以,对于电话传输,除极长的电缆线路外,时延畸变尚不很重要;但对于电报和电视传输,时延畸变就应该特别加以重视。

### 幅度畸变

amplitude distortion

网络输出的信号波形如不能保持与输入信号波形相同,就说明这个网络产生了畸变。幅度畸变亦是频率畸变,即由于原信号各频率分量的相对值受到了不同的改变而发生的畸变。显然,这种畸变是由于网络的幅度频率特性不是平的曲线,或者说,由于网络对各频率分量所产生的衰减或增益不同而造成的。幅度畸变可以用幅度均衡器来校正。

### 相位畸变

phase distortion

相位畸变是由于相位频率特性不保持线性关系,以致各频率有不同相位时延而引起的畸变。所以,与其说相位畸变,不如说时延畸变更确切些。单频率信号的相位畸变依赖于相位时延与频率的变化关系,而多频率波群的相位畸变,则决定于相移频率曲线斜率 $\frac{d\beta}{d\omega}$ 随频率而变化的关系。

### 频率畸变

frequency distortion

见“幅度畸变”。

### 线性畸变

linear distortion

凡是与信号幅度无关的任何方式的畸变,称为线性畸变。

### 非线性畸变

non-linear distortion

输出如不与输入成正比,就表示有非线性的畸变。这种畸变的特征,是输出波呈现了原来输入波所没有的新频率。例如一纯正弦波的电压加在非线性阻抗元件上,电流将不是纯正弦波,它可以分析为两个或更多个正弦波,包括原来输入频率的基波和谐波在内。如果加上的电压包含两个或更多个频率,则输出中不仅有原输入频率的基波和谐波,还有其相加和相减的频率。这种非线性畸变在多路通信中会产生严重的不良影响。

### 无源网络

passive network

凡是网络内部不包含能源的都称为无源网络。一般滤波器与均衡器网络等只包含R、L、C和M无源元件,因而属于无源网络。相反地,例如电子管或晶体管放大器,包含了有源元件,就称为有源网络。

### 有源网络

active network

凡是网络内部包含能源的,统称为有源网络,以与无源网络相区别。二端网络和四端网络都可以有有源网络。所包含的电源可能是独立的,亦可能是依赖的,例如电子管和晶体管是属于依赖性电源。有源二端网络的复阻抗实数部分不象无源二端网络受到限制,它可以组成负阻抗。有源四端网络的复传播常数实数部分不受限制,可以获得负衰减(即增益)。包含噪声的网络,亦属于有源四端网络。

**纯电抗网络**

reactance network

凡是只包含电抗元件,不包含电阻的网络,都称为纯电抗网络,简称电抗网络。很多网络,例如滤波器、相移网络、匹配网络依赖于纯电抗元件的作用。虽则实际元件如线圈不可避免地有电阻存在,电容器不可能没有介质损耗,但综合这些网络时,仍假设所有元件是纯电抗的。在设计的后阶段,再行考虑元件损耗的影响,采取适当措施,限制最小 $Q$ 值,使网络的衰减特性或其他特性仍满足规定的要求。

**无耗网络**

lossless network

即“纯电抗网络”。

**有耗网络**

dissipative network

凡是有能量损耗的网络,如RL、RC或RLC组成的网络都称为有耗网络。

**互易网络**

reciprocal network

见“倒量网络”。

**非互易网络**

nonreciprocal network

凡不满足互易定理的网络都称为非互易网络。例如网络中包含了回转器等元件就违反互易条件,成为非互易网络。

**线性网络**

linear network

在线性网络里,输入波和输出波具有线性关系,可用线性代数方程或线性微分方程表示。在线性网络,特性不依赖于幅度,而是依赖于频率;并且电压与电流有线性关系。

**非线性网络**

non-linear network

凡是不能用线性微分方程(时间为自变数)表达特性的网络,都称为非线性网络。当然,这种网络的电压和电流没有线性关系,

或者说输出和输入没有线性关系。含有非线性元件而不是用它线性部分特性的网络,都是非线性网络。

**集总参数网络**

lumped parameter network

集总参数是指集总在一起,可以用一个分立的电阻、电感或电容加以描述的元件参数。

只有当实际元件的最大尺寸远小于使用波长时,才可看成是集总参数的元件。设振荡频率 $f$ 固定不变,则相应的波长 $\lambda$ 等于 $v/f$ ,这里 $v$ 代表电波在介质中的传播速度。因此,一个元件是否能视为一个集总参数元件不仅与频率有关,而且与所在的介质有关。例如,当频率约为 $10^9$ 赫时,在空气中小于3米长的元件,都可看成是集总参数的元件。但在水里,0.3米长的元件就不能再看成是集总参数元件。在导体铜里,与频率为 $10^9$ 赫相对应的波长只有0.16毫米,因此,在金属中很小的尺寸已不能看成是集总参数了。但有时把实质上不满足集总条件的元件,等效为集总元件。

利用集总参数元件所组成的网络称为集总参数网络。

**分布参数网络**

distributed parameter network

分布参数是指连续地分布在系统各处的元件参数。例如,传输线的参数 $r$ 、 $g$ 、 $L$ 和 $c$ 是指每单位线长的串联电阻与电感,并联的电导与电容,它们是连续分布在传输线上的,不是集总在一处。

**校正网络**

corrective network

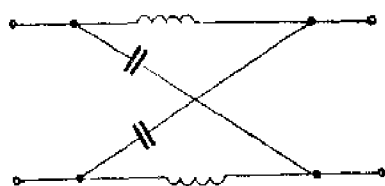
校正网络就是均衡网络,有时称纠正网络。它有两类:一为幅度校正网络,用于修正线路或滤波器通带的衰减频率特性,以消除幅度畸变;一为时延校正网络,用于修正线路或滤波器通带的时延频率特性,以消除

时延畸变。

### 相移网络

phase-shift network

相移网络是用来供给相移而不供给衰减的网络。一般它只须供给某一频率的相移,并非用作均衡,但这种网络必然有它的相位频率特性。相移网络常常采用X形网络,附图是最简单的一种。



相移网络图

### 全通网络

all-pass network

对任何频率的传输无幅度衰减,而只有相位或时延变化的网络称为全通网络。它可用在一个输入的相位需要改变而幅度保持不变的(除了可能需要乘一常数以外)场合。

### 最小相移网络

minimum phase shift network

这种网络在任何频率下,输入端与输出端的相位差为最小。其传递函数为最小相移函数。这种网络用途很广,如在自动调节系统和通信机的反馈放大器电路里用来防止振荡的发生等等。

### 恒阻网络

constant resistance network

在恒阻网络里,两个阻抗臂阻抗的乘积等于电阻平方,不随频率变化,

$$Z_1 Z_2 = R_0^2$$

如图所示网络,它们的特性阻抗将等于电阻,因此它们称为恒阻网络。

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2} = R_0$$

如网络终端连接电阻等于 $R_0$ ,则网络的输入阻抗就是 $R_0$ ,不随频率变化。在这种情况下,

阻抗 $Z_1$ 和 $Z_2$ 的二端网络必须是倒量网络。这样组成的恒阻网络,特别是桥T形网络,在衰减均衡器中广泛采用。

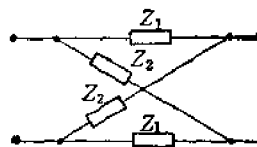


图 1

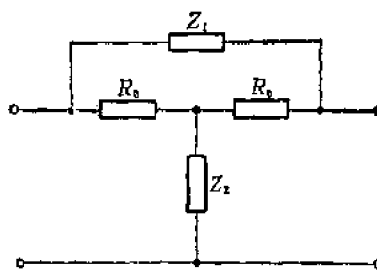


图 2

### 开关网络

switched network

由含有开关元件的电路组成的网络,称为开关网络。例如,环形调制器、取样保持电路和 $N$ 通道滤波器等都是开关网络,用于通信、控制和计算系统中处理信号。

### 脉冲形成网络

pulse forming network

在网络的输入端加一已知波形的信号,在输出端得到所需的脉冲信号波形,这种网络就叫做脉冲形成网络,或简称形成网络。常用到的微分电路和积分电路就是这种网络的简单实例。又如在数据传输系统中,常用到升余弦脉冲形成网络等。

在设计脉冲形成网络时,首先利用傅里叶变换找出输入波形和输出波形的频谱,从而得到网络的传输函数。根据网络函数,便可利用综合法求出网络结构。

### 噪声网络

noise network

除了无源四端网络和包含一定频率正弦电源的有源四端网络以外,还有包含内噪声

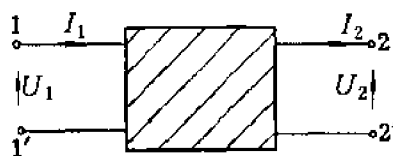


图1 噪声网络

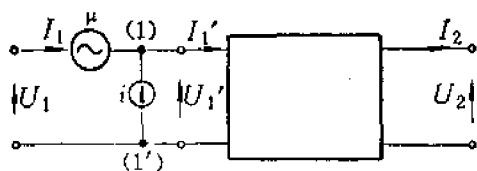


图2 噪声网络的等效电路

源的四端网络,这种网络称为线性噪声网络。如图1所示四端网络含有内噪声源,它的等效电路如图2,将噪声源 $\mu$ 和 $i$ 集中在输入端,后面的方框就是无源网络。这样,有可能计算噪声系数以及与匹配状况的关系。

### 微波网络

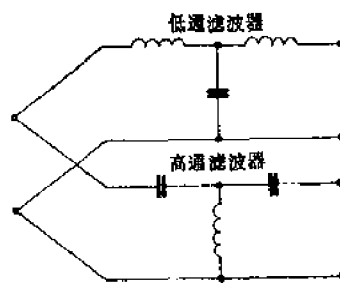
micro-wave network

在超高频或微波使用的网络,主要是滤波器。微波滤波器的构造包含波导滤波器、同轴空腔滤波器和带状线滤波器。有些用于多路的分群和分向,有些用于大功率雷达脉冲,有带通,有低通等各种特性。微波滤波器可化成等效集总参数元件网络,利用对象参数理论或介入损耗理论进行设计或综合。此外,微波网络还包括阻抗匹配网络,利用 $1/4$ 波长的短段线等。

### 分带网络

band-separation network; directional filter

分带网络亦称分向滤波器,是指特殊的滤波器组合,其中一对线端接收各种频率的交流能量,但至少有二对线端分配不同频带的能量至不同的接收设备。如图所示低通和高通两个滤波器在一对线端并联,就是分带网络的一例。多路载波电话中许多带通滤波器经由差接变量器分两组并联,也是一例。此外,不同频带的能量,经过这种分带网络,



分带网络图

也可以混合一起,成为多频带信号。

### 预加重网络

pre-emphasis network

预加重网络用来预先修正信号某一频率范围的幅频特性。当然,为了恢复原信号,必须有相应的去加重网络,它们两者的幅频特性,恰好互相补偿。

### 去加重网络

de-emphasis network

见“预加重网络”。

### 取样信号网络

sampling network

连续信号如每隔一定短时间取样,变成离散脉冲,称为取样信号。当取样的重复频率为原来信号最高有用频率的二倍时,就可代表原来的连续信号。这种取样信号在接收端经过适当的低通滤波器,能够恢复为原来的连续信号。为了使取样信号能够发送,输出需通过无源的但不全是集总参数元件组成的网络。例如电阻和具有相同时延特性的开路及短路的传输线,就可综合成为取样信号网络。

### 四端网络的互联

inter-connection of two-ports network

在网络分析和网络综合问题中,常常需要获得由几个四端网络互联所组成复合网络的参数与它们的各个分量网络的参数之间的关系,以便于分析计算和进行综合。

四端网络可用下列的任何一种基本方式互联:(1)级联;(2)串联;(3)并联;(4)

串联-并联; (5) 并联-串联。除级联已另有专条解释外, 其余四种分别说明如下:

1. 串联: 在图 1 中, 网络  $N'$  和  $N''$  在输入端和输出端都是串联; 因此它们的端电流分别等于复合网络的电流, 而复合网络的电压则等于各网络电压之和。用普通符号, 即为

$$I_1 = I'_1 = I''_1 \quad I_2 = I'_2 = I''_2$$

或用矩阵符号,  $(I) = (I') = (I'')$  和

$$E_1 = E'_1 + E''_1 \quad E_2 = E'_2 + E''_2$$

或  $(E) = (E') + (E'')$

因此, 由于电流相同, 就需用开路阻抗矩阵。把下面矩阵方程的左边和右边分别相加:

$$(E') = (Z')(I') = (Z')(I)$$

$$(E'') = (Z'')(I'') = (Z'')(I)$$

则得  $(E) = (Z)(I)$

上式中  $(Z) = (Z') + (Z'')$  (1)

2. 并联: 如图 2 所示, 它们的相应端子并联, 因而它们的端压相同, 但复合网络的电流等于各网络的电流之和, 经过与以上相似的处理过程, 得到

$$(Y) = (Y') + (Y'') \quad (2)$$

3. 串联-并联: 如图 3 所示,  $N'$  和  $N''$  两个网络的输入电流和输出电压相同, 因此各个分量网络所要相加的矩阵是方程的混合方式, 经过与以上相似的处理过程, 得到

$$(h) = (h') + (h''), \quad (3)$$

其中  $(h')$  是方程

$$\begin{pmatrix} E'_1 \\ I'_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h'_{11} & h'_{12} \\ h'_{21} & h'_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ E_2 \end{pmatrix}$$

的参量,  $(h'')$  是方程

$$\begin{pmatrix} E''_1 \\ I''_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h''_{11} & h''_{12} \\ h''_{21} & h''_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ E_2 \end{pmatrix}$$

的参量。

4. 并联-串联: 如图 4 所示。经过与以上相似的过程, 得到

$$(g) = (g') + (g'')$$

其中  $(g')$  是方程

$$\begin{pmatrix} I'_1 \\ E'_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g'_{11} & g'_{12} \\ g'_{21} & g'_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

的参量,  $(g'')$  是方程

$$\begin{pmatrix} I''_1 \\ E''_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g''_{11} & g''_{12} \\ g''_{21} & g''_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

的参量。

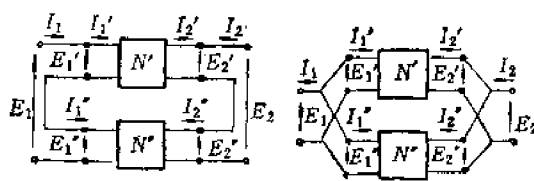


图 1 串联

图 2 并联

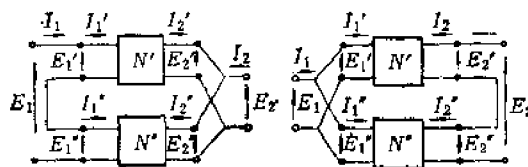


图 3 串联-并联

图 4 并联-串联

## 网络参数矩阵

network parameter matrix

在四端网络中, 输入和输出电压与电流间的关系式为

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

依开路阻抗和传递阻抗的关系式可写成

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$  称为阻抗矩阵  $(Z_{ij})$ 。如用导纳关系式, 就获得导纳矩阵  $(Y_{ij})$

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

如用输入电压和输出电流, 与输入电流和输出电压之间的关系式, 就获得混合矩

阵( $h_{ij}$ )

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

相似地, 由输入电流、输出电压与输入电压、输出电流之间的关系式, 可获得另一混合矩阵( $g_{ij}$ )

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

如将网络一边的电压、电流与另一边的电压电流联系起来, 可获得传输矩阵( $A_{ij}$ )

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

或者, 可写成连接矩阵

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

以上两矩阵的唯一差别在于对 $I_2$ 的方向规定

相反, 因而使 $B$ 项、 $D$ 项与 $A_{12}$ 、 $A_{22}$ 的符号相反。

利用网络两边入射电压和反射电压之间的关系, 可以获得散射矩阵( $S_{ij}$ )

$$\begin{pmatrix} U_{\text{反射}1} \\ U_{\text{反射}2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{\text{入射}1} \\ U_{\text{入射}2} \end{pmatrix}$$

这些矩阵是各该方程四个系数排成的阵。矩阵属于数学范畴, 矩阵的相加和相乘有一定的规则, 运用它们可使网络问题求解简化。例如两个四端网络连成级联, 它们的矩阵乘积就是总的四端网络的矩阵, 例如:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{pmatrix}$$

$$A = A' A'' + B' C'' \quad B = A' B'' + B' D''$$

$$C = C' A'' + D' C'' \quad D = C' B'' + D' D''$$

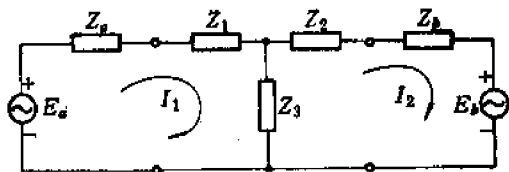


## 二、网络分析与综合

### 回路电流法

loop method of analysis

回路电流法是根据克希霍夫电压定律分析网络的一种基本方法, 如图所示。电路有



回路电流法的电路图

电压源和阻抗, 可以画成两个回路, 它们的电流指定为  $I_1$  和  $I_2$ , 并假设一定的方向。于是, 将电压定律应用于两个回路, 获得回路电压方程

$$(Z_a + Z_1)I_1 + Z_3(I_1 - I_2) - E_a = 0$$

$$(Z_2 + Z_b)I_2 + Z_3(I_2 - I_1) + E_b = 0$$

这两个方程可以简化为

$$Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 = E_1$$

$$Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 = E_2$$

其中  $Z_{11}$ 、 $Z_{22}$  是回路自阻抗,  $Z_{12}$ 、 $Z_{21}$  是回路互阻抗,  $E_1$  和  $E_2$  代表回路 1 和回路 2 中的电动势, 这里  $E_1 = E_a$ ,  $E_2 = -E_b$ , 从这两个方程可以求得回路电流。如网络有  $p$  个独立回路可列出  $p$  个线性联立方程, 如下列一般式

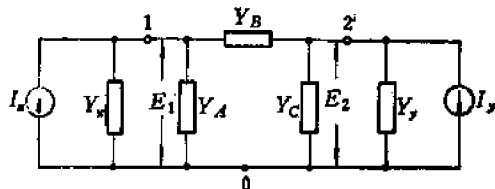
$$Z_{m1}I_1 + Z_{m2}I_2 + \cdots + Z_{mm}I_m + \cdots + Z_{mp}I_p = E_m \quad (m = 1, 2, \cdots, p)$$

从这组方程可解得各回路电流。

### 节点电压法

nodal method of analysis

节点电压法是根据克希霍夫电流定律的一种网络分析法。如图所示的电路, 可选 1、



节点电压法的电路图

2 两节点和 0 参考节点。对于 1、2 两节点引用电流定律, 取流出节点的电流方向为正, 得两个节点方程

$$(Y_x + Y_A)E_1 + Y_B(E_1 - E_2) - I_x = 0$$

$$(Y_C + Y_y)E_2 + Y_B(E_2 - E_1) - I_y = 0$$

这两个方程可以简化如下式

$$Y_{11}E_1 + Y_{12}E_2 = I_1$$

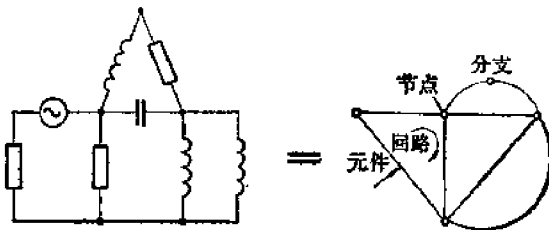
$$Y_{21}E_1 + Y_{22}E_2 = I_2$$

式中  $Y_{11}$ 、 $Y_{22}$  为节点自导纳,  $Y_{12}$ 、 $Y_{21}$  为节点互导纳。  $I_1$  和  $I_2$  分别代表电流源流向节点 1 和 2 的电流, 这里  $I_1 = I_x$ ,  $I_2 = I_y$ 。如网络有  $p + 1$  个节点, 可得  $p$  个线性联立方程, 从这些电流方程可求得各节点与参考节点间的未知电压, 节点电压法常用于晶体管等效线性电路的分析。

### 网络拓扑

network topology

任何电的网络都可用元件、节点和回路的几何图案来表示。如果电路的几何图案



一般的网络拓扑图

可以把每个元件和电源用一条直线来代表,画成在平面上无交叉的支路图形,就获得一个网络拓扑图。这样,网络可简化为若干分支和节点,几个分支的闭合又构成回路。于是可以从网络拓扑图直接写出回路和节点的矩阵方程。

### 信号流图

signal flow graph

信号流图是用图解法来表达和求解线性代数方程的一种方法。在这种方法中,用一系列的节点代表物理量,而各个量之间的关系则由附有一定系数(信号流通传导量)的方向支路表示。支路末端的量等于其始端的量乘以支路的流通传导量,并遵守叠加定理。信号流图一经建立,使代表未知量的节点与代表已知量的节点之间有着一定的联系,按照确定的规则加以简化,即得出结果。

信号流图法具有运算简捷、概念比较直观、明确等优点,现已广泛应用于网络和电子电路的分析、自动控制系统、机械系统和空气动力学系统等方面。

### 状态变量法

state variable technique

一般有因果关系的问题都可以用状态变量法求解。在因果系统中,未来状态总是决定于它的过去状态和现在状态。表示系统的动态特性的量,称为状态变量。一般,这些状态变量包含有计算未来状态所需要的过去信息。

近代,由于自适应控制、自最佳控制、计算机控制、反馈控制等系统理论的进展,状态变量法的应用更见普遍。

状态变量法亦适用于网络理论的研究。在网络问题中,可将电压和电流作为状态变量。如果知道了网络在 $t=t_0$ 时状态,和 $t_0 \leq \tau \leq t$ 时的输入,那末,网络在 $t_0 \leq \tau \leq t$ 的状态和输出就完全被确定。

状态变量法主要的优点在于,它将过去

状态直接由状态变量表示,从而将描述复杂系统的线性微分方程用一组一阶线性微分方程来描述,因而求解简便。状态变量法使系统问题和网络问题的处理方法统一起来。它在时变和非线性系统中获得了更为广泛的应用。

### 正实函数

positive real function

所有策动点导抗函数 $W(p)$ 可写成两个多项式 $P_m(p)$ 和 $P_n(p)$ 之比。上述导抗函数必须具有以下性质,它们是无源网络可实现的必要条件:

$$(1) W(p) = \frac{P_m(p)}{P_n(p)}, P_m(p) \text{ 和 } P_n(p)$$

必须为霍尔维茨多项式;

(2)  $m$  和  $n$  的阶次相差不得超过 1;

(3) 对于  $\operatorname{Re} p \geq 0$ , 所有的  $p$ ,

$\operatorname{Re} W(p) \geq 0$ 。 $\operatorname{Re}$  表示实数部分。

### 霍尔维茨多项式

Hurwitz polynomial

具有下列性质的多项式 $H(p)$ 称为霍尔维茨多项式:(1) $H(p)$ 的系数均为正实数;(2) $H(0) > 0$ ;(3) $H(p)$ 所有的零点全部在复平面的左半面,或在虚轴上。

### 实部

real part

网络函数(策动点函数或转移函数)可表示为

$$F(j\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$$

和  $20 \log F(j\omega) = \alpha(\omega) + j\phi(\omega)$

其中 $R(\omega)$ 为电阻函数, $X(\omega)$ 为电抗函数; $\alpha(\omega)$ 为衰减(或增益)函数, $\phi(\omega)$ 为相位函数。 $R(\omega)$ 和 $\alpha(\omega)$ 统称实部, $\phi(\omega)$ 和 $X(\omega)$ 统称虚部。

如果给出了在整个实频率范围内以上四部分中的任何一个部分,就能确定其它部分。这是由于网络函数是一个复频率分析函数,

在右半平面里没有极点。这种函数称为共轭函数。确定共轭函数的一种方法是用希尔伯特(Hilbert)变换。但是除非给出的不是一个有理函数,或者只给出曲线图形,一般情况并不需要用这种函数,因为一个系统的实部与虚部是相关的;量值(衰减)与相位也是相关的,因此,从一个给定部分就能确定整个网络系统。

#### 虚部

imaginary part

见“实部”。

#### 多余因子

surplus factor

在导抗函数实数部分的分子多项式中,让分子和分母多项式各乘以因数 $(p + \beta)$ 后,便可将分子多项式里的负系数消除。这个因数就称为多余因子。

#### 预畸变

predistortion

在网络综合理论中,往往只考虑无耗的纯电抗元件,但是实际的元件总是有耗的。因为元件的损耗可以等效于在复频率 $p$ 中减去一定大小的实量 $\delta_0$ ,所以可以在给定的网络函数中预先将 $p$ 换成 $p - \delta_0$ ,按无耗纯电抗元件的综合法加以处理,最后再用有耗的元件去代换相应的无耗元件,原给的网络函数便能还原而得以较为准确的实现。这就称为预畸变法。

#### 最小电阻函数

minimum resistance function

一个策动点阻抗函数 $Z(p)$ ,当 $p = j\omega$ 时,若其实数部分的最小值(即最小电阻)为零,则此阻抗函数 $Z(p)$ 称为最小电阻函数。在一个最小电阻的阻抗函数中,我们再不能分出电阻值。

#### 最小电导函数

minimum conductance function

一个策动点导纳 $Y(p)$ ,当 $p = j\omega$ 时,

若其实数部分的最小值(即最小电导)为零,则此导纳函数 $Y(p)$ 称为最小电导函数。在一个最小电导的导纳函数中,不能再分出电导。

#### 最小电抗函数

minimum reactance function

一个策动点的阻抗函数,若虚轴上没有极点,即称为最小电抗函数。

#### 最小电纳函数

minimum susceptance function

一个策动点的导纳函数,若在虚轴上没有极点,即称为最小电纳函数。

#### 最小策动点函数

minimum driving-point function

一个策动点的导抗函数,当它是一个最小电阻、最小电导、最小电抗和最小电纳的函数时,简称为最小策动点函数。

#### 最小相移函数

minimum phase shift function

在复平面的右半面上既无极点也无零点的传递函数,称为最小相移函数。

#### 传输零点

transmission zero

一个传递函数的零点称为传输零点。

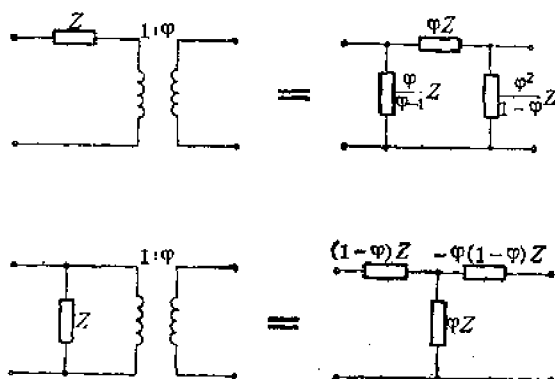
#### 网络变换

network transformation

就外部特性而言,常常可以把特定的网络结构化为其它等效型式,称为网络变换。网络经变换后,能达到便于分析计算、生产与调整更容易以及节省元件数目等目的。

一般要求电感数目要尽量少,电路中所用电感、电容和电阻的最大值和最小值之比要尽可能小,电路的并臂应有电容以吸收电感的分布电容等等。为了这些目的,有时对设计的网络应作必要的等效变换。最常用的有 $\Delta$ -Y变换、X-桥T变换和诺顿(Norton)变换等。

下图所示为诺顿变换。



网络变换 (诺顿变换) 图

## 二端网络综合

two-terminal network synthesis

将策动点阻抗函数用 RLC 网络来实现的过程称为二端网络综合。

零点和极点位于复频率虚轴的策动点函数可以用无耗 LC 网络来实现。

零点和极点位于复频平面负实轴上的策动点函数一般可以用 RC 或 RL 网络来实现。

上述两类元件的综合法, 可以用部分分式法展开, 则得到福斯特 (Foster) 的两种正则型网络, 或用连分式展开, 则获得部尔 (Cauer) 的两种正则型网络。

对于一般非最小型策动点函数, 则可以用 RLC 网络来实现。RLC 网络综合法有含变量器的勃隆 (Brune) 法等, 或不含变量器的波特-杜芬 (Bott-Duffin) 法和宫田 (Miyata) 法等。

## LC 网络福斯特综合

Foster synthesis of LC network

一个 LC 网络策动点阻抗  $Z(p)$  总可按分项分式法展开为:

$$Z(p) = \frac{K_0}{p} + K_\infty p + \frac{K_2 p}{p^2 + \omega_2^2} + \frac{K_4 p}{p^2 + \omega_4^2} + \dots + \frac{K_{2n} p}{p^2 + \omega_{2n}^2}$$

上式中所有  $K_i$  和  $\omega_i$  都是实数、非负数。这网络可以用附图 1 所示的结构来实现, 称为福斯特第一正则型。

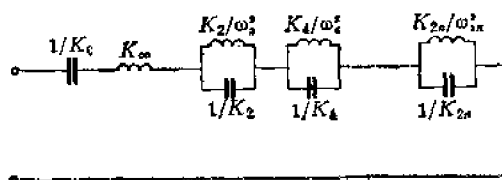


图 1 福斯特第一正则型 LC 网络

相似地, 可把策动点导纳作相似展开, 并综合成为如图 2 所示结构, 称为福斯特第二正则型。

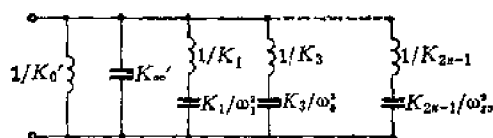


图 2 福斯特第二正则型 LC 网络

## LC 网络部尔综合

Cauer synthesis of LC network

一个纯 LC 网络的策动点阻抗可写成:

$$Z_1(p) = K \frac{p^n + a_{n-2}p^{n-2} + a_{n-4}p^{n-4} + \dots}{p^{n-1} + a_{n-3}p^{n-3} + a_{n-5}p^{n-5} + \dots}$$

这种函数可以用辗转相除来产生下面的连续分式:

$$Z_1(p) = L_1 p + \frac{1}{C_1 p + \frac{1}{L_2 p + \frac{1}{C_2 p + \dots}}}$$

上面展开式中的系数  $L_1, C_1, L_2, C_2, \dots$  均应为正实数, 于是得到下面基本型结构网络, 称为部尔电抗二端网络第一正则型, 见图 1。

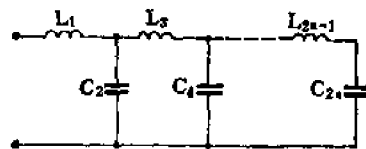


图 1 部尔第一正则型 LC 网络

如果把  $Z(p)$  的分子和分母多项式颠倒一下, 则获得相似的连续分式, 其基本型结构, 如图 2 所示, 即部尔第二正则型。

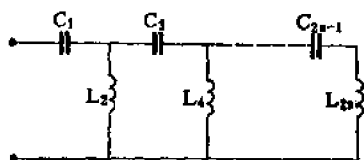


图2 邵尔第二正则型 LC 网络

## RC 网络综合

### RC network synthesis

RC网络的策动点阻抗和导纳可展开为:

$$Z(p) = K_{\infty} + \frac{K_1}{p} + \frac{K_2}{p + \sigma_2} + \frac{K_4}{p + \sigma_4} + \dots + \frac{K_{2n}}{p + \sigma_{2n}}$$

和

$$Y(p) = K'_0 + K'_\infty p + \frac{K_1 p}{p + \sigma_1} + \frac{K_3 p}{p + \sigma_3} + \dots + \frac{K_{2n-1} p}{p + \sigma_{2n-1}}$$

以上两式中  $K_i$  和  $\sigma_i$  都是正实常数。用上述福斯特方法来综合这些网络, 则获得两种 RC 正则型网络。

像 LC 网络一样, 可以用连分式展开来综合 RC 网络。这样, 就获得邵尔型的两种 RC 正则型网络。

## RLC 网络勃隆综合

### Brune synthesis of RLC network

勃隆综合法是 RLC 二端网络综合方法之一。这种方法的第一步是分出虚轴上所有的极点和零点, 留下的是最小电抗和最小电纳。第二步是在一个非零、有限频率  $\omega_1$  分出一个最小电阻。这样, 留下的是一个纯电抗, 可以继续分出。如此反复进行, 直至最后分出一组三电感 (包括一个负电感)。这三电感可用具有全耦合的变量器形式来实现。

## RLC 网络布特-杜芬综合

### Bott-Duffin synthesis of RLC network

布特-杜芬综合法是不用变量器的 RLC 二端网络综合法。这个方法在分出全部虚轴的零点和极点后, 利用列卡茨 (Richards)

定理进行复函数变换, 结果产生一个多元件的复杂网络, 但不包含任何变量器。

## RLC 网络达林顿综合

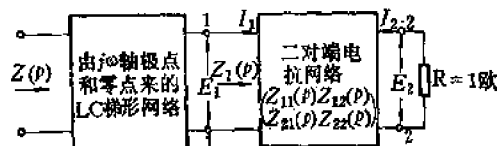
### Darlington synthesis of RLC network

扼要地说, 达林顿方法是把规定的策动点函数作为一个以电阻为终端的二对端电阻网络来实现的。这种方法就是根据达林顿的一条定理出发的。这定理说: 一个策动点阻抗总可以作为只包含电感、电容或互感的电抗元件, 以单一电阻  $R$  为终端的、二对端网络的输入策动点函数来实现。这个综合法分两步:

1. 规定的策动点函数在虚轴的极点和零点可以用分项分式, 或者用连分数展开法去掉, 以构成最小电抗网络。

2. 剩下的函数可作为终端接一电阻的二对端电抗网络的策动点函数来处理。

由于以上这些步骤的结果, 达林顿网络的一般形式如下图所示。



达林顿RLC网络图

## RLC 网络宫田综合

### Miyata synthesis of RLC network

宫田实现 RLC 二端网络策动点函数的方法是去掉虚轴上所有极点和零点以后, 将给定函数的实部分解成具备易于实现的若干项之和, 然后由每项求得的阻抗再将它们联接在一起而得到的。宫田综合法也是一种不用变量器的综合方法。

## 四端网络综合

### two-port network synthesis

将给定的四端网络函数 (转移函数、介入函数或工作传输函数) 实现为具体四端网络结构的过程称为四端网络综合。四端网络综合的方法很多, 一般满足可以具体实现条

件的四端网络函数总可以用RLC四端网络结构来实现。

极点位于虚轴上的四端网络函数可用纯电抗四端网络来实现。

极点位于负实轴上的四端网络,则可用RC(或RL)四端网络来实现。

实现给定函数的网络结构决定于传输零点的分布。一般传输零点位于虚轴或负实轴上的函数,可用零点移位法来实现为梯形结构。传输零点为象限对称的四点组可用链接法来实现为双T或桥T结构。

### 零点移位法

zero-shifting technique

在梯形网络中,传输零点总是由串臂阻抗的极点和并臂阻抗的零点产生的。为了使所实现的网络具有给定的传输零点,可在展开 $Z_{22}$ (或 $Z_{11}$ )移去极点过程中,部分移出 $p = \infty$ 的极点来达到导抗的零点移动,以实现所需的传输零点。这种方法称为零点移位法。

这种展开 $Z_{22}$ (或 $Z_{11}$ )控制传输零点来得出网络结构的方法也称为梯型展开综合法。

### 留数条件

residue condition

设 $K_{11}$ ,  $K_{22}$ 和 $K_{21}$ 分别为 $Z$ 参数 $Z_{11}$ ,  $Z_{22}$ 和 $Z_{21}$ 在虚轴或负实轴上极点的留数,则留数满足

$$K_{11} \geq 0 \quad K_{22} \geq 0$$

和附加条件

$$K_{11}K_{22} - K_{21}^2 \geq 0$$

称为留数条件。从留数条件里可以看出:(1) $Z_{21}$ 的所有极点必然是 $Z_{11}$ 和 $Z_{22}$ 的极点;(2) $K_{21}$ 是正的或负实数。

留数条件连同实部条件是一般四端网络参数( $Z$ 或 $Y$ )能实现为具体网络结构的必要条件。

### 实部条件

real part condition

设 $r_{11}$ ,  $r_{22}$ ,  $r_{12}$ 分别为四端网络参数 $Z_{11}$ ,  $Z_{22}$ 和 $Z_{12}$ 的实部。实部满足

$$r_{11} \geq 0 \quad r_{22} \geq 0$$

$$r_{11}r_{22} - r_{12}^2 \geq 0$$

的条件称为实部条件。

实部条件和留数条件是一般四端网络 $Z$ (或 $Y$ )参数能实现为具体网络的必要条件。

### 四端网络达林顿综合

Darlington synthesis of four-terminal network

根据给定的介入功率特性 $e^{2\alpha}$ 来实现四端网络,可分为三步进行。

(1)由给定介入功率特性 $P(p) = e^{2\alpha}$ ,找出反射系数 $r(p)$ 。

(2)由 $r(p)$ ,找出网络函数 $Z(p)$ 。

(3)由 $Z(p)$ ,找出网络结构。

由给定 $e^{2\alpha}$ ,实现网络的另一途径:

(1)由给定介入功率特性 $e^{2\alpha}$ ,找出介入电压比函数 $e^{\theta}$ 。

(2)由介入电压比函数 $e^{\theta}$ ,找出传递函数 $T(p)$ 。

(3)由 $T(p)$ ,找出网络结构。

### 链接法

cascade synthesis

极点位于复频率平面虚轴上的工作传输系数(或介入比)可实现为两对端终接电阻的纯电抗四端网络。

纯电抗四端网络的工作传输系数 $t$ 与反射系数 $\rho$ 之间存在以下关系

$$|t|^2 + |\rho|^2 = 1$$

因此,可以由给定工作传输系数 $t$ 求出反射系数 $\rho$ 。

反射系数 $\rho$ 与四端网络输入阻抗 $Z_i$ 间存在以下关系

$$Z_i = \frac{1 - \rho}{1 + \rho} R_L$$

其中 $R_L$ 是负载阻抗。因此,可以由 $\rho$ 求出

输入阻抗  $Z_i$ 。

该输入阻抗  $Z_i$  为纯电抗四端网络 终接负载电阻。电抗四端网络用展开法可实现如图 1~4 所示 A 节、B 节、C 节或 D 节网络的



图1 A型节



图2 B型节

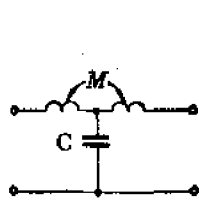


图3 C型节

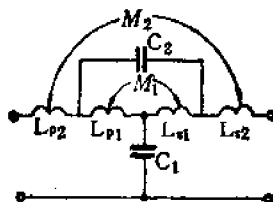


图4 D型节

级连。A节和B节网络实现位于  $j\omega$  轴上的传输零点、C节网络实现  $j\omega$  轴上传输零点或实轴  $\sigma$  上一对传输零点、D节实现象限对称的复值传输零点组。上述综合方法称为级链法，亦称为达林顿法。

实现象限对称的传输零点组（四点组）的方法，除了上述达林顿法D节结构外，尚有盖尔明（Guillmin）法和尤拉（Youla）法。前者用桥T结构实现四点组传输零点；后者从链参数出发得出D节，可用公式表示元件值，便于计算机计算。

### 逼近问题

approximation problem

实际上，理想的网络函数往往不能实现，或者过于复杂而不经济。这就需要选用可以实现的函数来逼近理想网络函数，这类问题称为逼近问题。例如低通滤波器的理想化衰减特性从通带到阻带应该是突变的，而实际上只能在不同的程度上来逼近。

一般逼近法可分为频域逼近和时域逼近两大类。在频域逼近中一般常用的有最平幅度逼近、等波纹逼近（通带等波纹和通带、

阻带等波纹）等。时域逼近方法常用的有高斯逼近、贝塞尔逼近和等波纹逼近等。

### 误差准则

error criterion

当选定一个函数来逼近给定的响应特性时，就需要有一个误差准则来衡量逼近准确度。在有限意义下，误差可用下式表达： $E(x) = f^*(x) - f(x)$ ，上式中  $E(x)$  是  $x$  的误差函数， $f(x)$  是预定的函数， $f^*(x)$  是逼近函数。典型的误差函数  $E(x)$  有三种：（1）随机的；（2）点重合；（3）等波纹，如下图所示。常用的误差标准值有：（1）最大值  $E$ ；（2） $E$  的平均值；（3） $E$  绝对值的平均值；（4）误差平方的平均值。

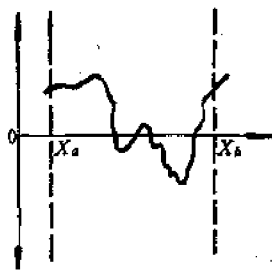


图1 随机的误差函数

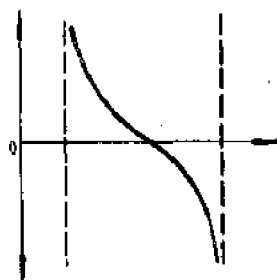


图2 点重合误差函数

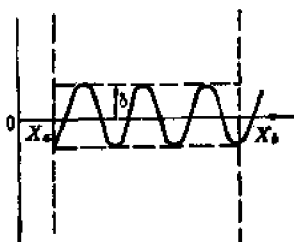


图3 等波纹误差函数

**最平幅度逼近**

maximally flat amplitude approximation

这种方法是逼近低通滤波器的理想化频率特性的一种方法。对于实频率 $\omega$ ，其逼近函数为

$$H_n(\omega^2) = \frac{1}{1 + \omega^{2n}}$$

而幅度响应为

$$|H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^{2n}}}$$

这种逼近函数的特点是在频率 $\omega = 0$ 处，从1阶到 $(2n-1)$ 阶的导数都是零，故称最平幅度逼近。 $n$ 愈大，逼近愈佳。最平幅度逼近亦称巴特瓦兹(Butterworth)逼近。

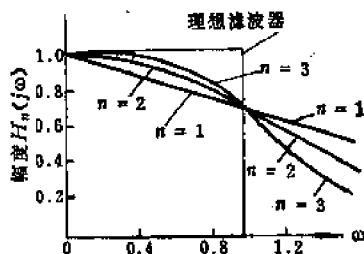


图1 幅度响应

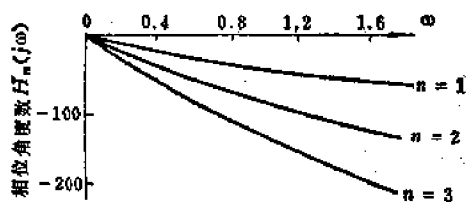


图2 相位响应

**最小二乘方误差逼近**

least square error approximation

它是网络综合过程对预给特性逼近以求出可具体实现函数的一种方法。这种逼近方法在规定的频域 $(\omega_1, \omega_2)$ 内使所取函数 $P(\omega)$ 与预给特性 $Q(\omega)$ 的差值的平方积分为最小，即

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} [P(\omega) - Q(\omega)]^2 d\omega$$

为最小，故称为最小二乘方误差逼近。

**等波纹逼近**

equal ripple approximation

如果有理函数 $H(\omega)$ 在区域 $(\omega_1, \omega_2)$ 内逼近理想函数 $H_i(\omega)$ ，使 $|H(\omega)|$ 在区域 $(\omega_1, \omega_2)$ 内的最大值为最小，也就是说：使有理函数 $H(\omega)$ 沿理想特性 $H_i(\omega)$ 作等幅波动，且上、下波动幅值的绝对值相等，这种逼近称为等波纹逼近，或称契比雪夫逼近。

**1. 幅度特性等波纹逼近。**

转移函数可表示为

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + [\Phi(\omega)]^2}}$$

其中 $\Phi(\omega)$ 称为特性函数。

对理想低通特性的幅度逼近时，有三种等波纹逼近情况：

(1) 取 $\Phi(\omega) = \epsilon \cos(n \arccos \omega)$ 时，即 $\Phi(\omega)$ 为契比雪夫多项式，那么，转移函数 $t(\omega)$ 将在通带内对理想特性作等波纹逼近，而阻带则为最平幅度逼近。按此逼近函数实现的滤波器亦称为契比雪夫滤波器。

$$(2) \text{ 取 } \Phi(\omega) = \frac{1}{\epsilon \cos\left(n \arccos \frac{1}{\omega}\right)}$$

时，则转移函数 $t(\omega)$ 在通带内对理想特性为最平幅度逼近，而在阻带内则为等波纹逼近。按此逼近函数实现的滤波器亦称为逆契比雪夫滤波器。

$$(3) \text{ 取 } \Phi(\omega) = \omega \prod_{s=1}^v \frac{\omega^2 - \omega_{0s}^2}{\omega^2 \omega_{0s}^2 - 1}$$

$$v = \frac{n-1}{2}$$

或

$$\text{取 } \Phi(\omega) = \prod_{s=1}^{v+1} \frac{\omega^2 - \omega_{0s}^2}{\omega^2 \omega_{0s}^2 - 1}$$

$$v = \frac{n}{2} - 1$$



则转移函数将在通带和阻带内对理想特性同时作等波纹逼近。按这种逼近函数实现的滤波器亦称为椭圆滤波器或柯尔滤波器。

上述三种等波纹逼近参见下图 1、2、3。

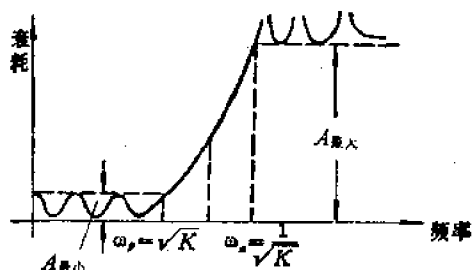


图 1 通阻带等波纹逼近

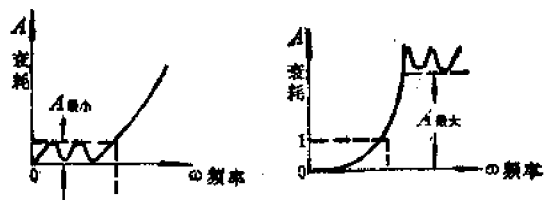


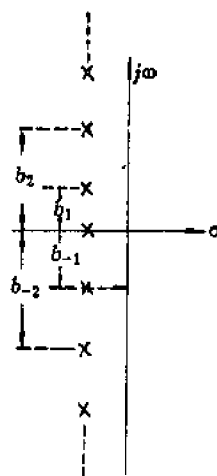
图 2 通带等波纹逼近 图 3 阻带等波纹逼近

## 2. 相位特性等波纹逼近。

对理想相位特性  $\phi_i = \pi\omega$  的等波纹逼近，一般是在频率平面上取平行于  $j\omega$  轴，且在通带范围内的有限个等间隔复值极点构成相位函数

$$\begin{aligned}\Phi(\omega, \bar{b}) &= \sum_{i=1}^{n/2} \operatorname{arctg} \frac{2b_{2i-1}\omega}{b_{2i-1}^2 + a^2 - \omega^2} \\ &= \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} \operatorname{arctg} \frac{2b_{2i-1}\omega}{b_{2i-1}^2 + a^2 - \omega^2} \\ &\quad + \operatorname{arctg} \frac{\omega}{a_n}\end{aligned}$$

然后用迭代法确定各  $b$  参数，使  $\Phi(\omega, \bar{b})$  在通带范围内对理想低通相位特性作等波纹逼近，或称契比雪夫线性相位逼近。



相位特性等波纹逼近图

## 半无限斜率逼近

approximation by semi-infinite slopes

这种逼近方法是用一组折线段来近似地表示对数频率坐标的衰减（或增益）特性曲线。折线段的斜率为 6 分贝/倍频的倍数。由相邻折线段间折线斜率的变化倍数、变化方向（增或减）和折线交点的频率，可以直接写出逼近给定曲线的有理函数。

上述折线段实际上可视为由若干条斜线段叠加而成的。这些斜线段是从对数频率轴上的某些频率点出发，向上或向下按斜率为 6 分贝/倍频的整倍数无限延伸。因此，这种逼近方法称为半无限斜率逼近。

## 最平时延逼近

maximally flat delay approximation

用贝塞尔 (Bessel) 多项式来进行相移逼近，称为最平时延逼近。

变数  $1/p$  的贝塞尔多项式的定义为

$$W_n\left(-\frac{1}{p}\right) = \sum_{K=0}^n \frac{(n+K)!}{(n-K)!K!(2p)^K} \quad (1)$$

为了直接用于逼近问题，把这个多项式写成

$$y_n(p) = p^n W_n\left(-\frac{1}{p}\right) \quad (2)$$

因而获得

$$y_n(p) = \sum_{K=0}^n \frac{(2n-K)! p^K}{2^{n-K} K! (n-K)!} \quad (3)$$

上式中  $p$  为复频率,  $n = 1, 2, 3 \dots$ ,  $K$  为  $< n$  的整数。

利用贝塞尔多项式, 只要查阅有关的数字图表, 就可进行设计。

#### 计算机辅助网络设计

computer-aided network design

一般用计算机进行网络设计的可以统称为计算机辅助网络设计。当采用经典的综合法不能满足要求时, 也就是说不能得出用公式表示的逼近函数时, 可以借助计算机用迭代法、最佳化法等进行计算使网络满足某种特殊要求。这种方法称为计算机辅助的网络最佳化。

### 三. 实用网络

#### 传输线

transmission line

凡是传送电磁能的导线都可称为传输线。如：电力工程中的输电线；有线电信工程中的线路电缆；无线电信工程中的连接发射机和天线的馈线等等，都属于传输线的范畴。传输线在输送电磁能的时候，表现为线上有电压和电流。但严格地说，电能是以电场波动和磁场波动而向前传播的，传输线只是引导电磁波的前进而已。

根据应用场合不同，传输线通常有分布参数线、均匀线、长线、馈线等几种名称。低频和载波电话的传输线包括明线、平衡电缆和同轴电缆。高频传输线包括振荡和放大电路中所用的平行线和同轴线。

#### 分布参数线

line with distributed parameter

表示传输线电气特性的有四个分布参数：即单位线长上的电阻称为分布电阻  $R$ ，单位是欧/米；单位线长上的电容量称为分布电容  $C$ ，单位是微法/米；单位线长上的电感量称为分布电感  $L$ ，单位是亨/米；单位线长上的漏电阻的倒数称为分布电导  $G$ ，单位是微姆欧/米。把传输线称为分布参数线是为了区别于普通具有集总参数的电感、电容元件。

#### 波参数

surge parameter

传输线分布参数系统的基本特性，是电压和电流为变数  $t$  和  $x$  的函数。从物理观点，电压和电流是以波的形式沿线路以有限速率传播。所以，分布参数系统可称为波系统，它的方程式称为波方程。波阻抗、传播

常数和相位速率统称为波参数。这些波参数是传输线的固有参数，它们相应于四端网络的固有参数或特性参数。

#### 波阻抗

surge impedance

从传输线方程中电压与电流之比求得波阻抗，在无耗线路 ( $R = 0$ ,  $G = 0$ )，它是

$$\frac{U}{I} = \sqrt{\frac{L}{C}} = Z$$

在有耗线路频率较高的情形下，亦是等于电压与电流的比值。但这个波阻抗是纯电阻性的，并为定值，不随频率或距离变化，而且相应于四端网络的特性阻抗。

#### 传播常数

propagation constant

在均匀参数传输线上，入射波从电源至负载或反射波从负载至电源的传播过程中所发生的振幅衰减和相位的改变，叫做传播常数。

传播常数  $\gamma$  包括两部分，即：相移常数  $\beta$  和衰减常数  $\alpha$ 。它们之间的关系为：

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

传播常数在网络理论中也是极为重要的一个参数。可用网络之某一参考功率 ( $P_1$ ) 与电源经过网络供给负载的功率 ( $P_2$ ) 之比的对数之半 (即  $\frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2}$ ) 求得。各种不同的传播常数采用不同的参考功率，例如工作传播常数采用电源供给匹配负载的功率；介入传播常数采用没有网络时电源供给负载的功率；固有传播常数或特性传播常数是用四端网络本身固有特性决定的传播常数。

#### 衰减常数

attenuation constant

它是均匀线传播常数的实数部分,表示线上电压波或电流波在传播过程中所引起的衰减。传输线上振幅衰减的对数值称衰减常数 $\alpha$ 。

### 相移常数

phase-shift constant

这是传播常数中的虚数部分。它表示电压波或电流波沿均匀线传播过程中所发生的相位改变,即电磁波向前传播,相位落后于始端的弧度。移动一波长距离所需的时间为

$T$ ,相位滞后 $2\pi$ 弧度,故相移常数 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

$= \frac{\omega}{v_p}$  (以 $\lambda = \frac{v_p}{f}$ 代入)。由此可见,相移常数 $\beta$ 主要决定于相速度和工作波长,其单位为弧度/单位长度。当输出电流滞后于输入电流时,相移常数为正值。在无畸变线或无损耗线( $R=0, G=0$ )中,相移常数 $\beta = \omega\sqrt{LC}$ 。相移常数亦称时延常数或波长常数。

### 时延常数

delay constant

见“相移常数”。

### 波长常数

wave-length constant

见“相移常数”。

### 传播速度

propagation velocity

信号沿线路或网络的传播速度有相速度和群速度两种。单频率信号用相速度,多频率信号用群速度。在无耗线路,即 $R$ 和 $G$ 都可略去不计的传输线,获得最大相速度和群速度,等于光速。即:

$$v_{Rmax} = v_{pmax} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 3 \times 10^8 \text{ 米/秒}$$

### 相速度

phase velocity

线上电压波、电流波等相位点(波前)的移动速度。无论电压波或电流波,其相位

均有三个部分组成,即:时间相角 $\omega t$ ,空间相角 $\beta x$ 和起始相角 $\varphi_1$ ,在 $\omega t - \beta x + \varphi_1 = \text{常数}$ 的点的移动速度就是相速度。由于相速度 $v_p = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{\beta}$ ,因此可从相移常数求出,单位为单位长度/秒。在无损耗线或无畸变线中,相速度 $v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,代入 $L$ 和 $C$ 值,

可以求得 $v_p = c$ (即相速等于光速)。但在同轴电缆或其他电信电缆中,由于电容 $C$ 显著增加,所以相速比光速小,有时是光速的 $1/2 \sim 1/2.5$ 。

### 群速度

group velocity

当频率成分复杂的电波通过传输系统时由于失真或其他影响,不但要计算其相速度,而且要计算其群速度。相速度代表单一频率信号的相位传播速度,而群速度代表复杂频率信号能量传播的速度。因为一个复杂频率的信号是由许多单频率信号合成的,如在电离层中,各频率是以自己的相速度前进的,而其合成场的前进速度则不同于单频率的速度。设观察者恒视在繁杂电波的包络外罩线上的某一点,并随此点的推进而前进,则他前进的速度就是包络外罩线上波前的速度,这个速度就称为群速度。以数式表示群速度 $v_g = \frac{d\omega}{d\beta}$ ,式中 $\beta$ 又为相移常数。

### 相时延

phase delay

信号经过一定长度线路的传播,只要相移常数不等于零,必然比输入信号延迟一时间,这个时间称为相时延,或称相位延迟。以数式表示:相时延 $\tau_p = \frac{1}{v_p} = \frac{\beta x}{\omega}$ ,式中 $x$ 为距离, $\beta$ 为相移常数。

### 群时延

group delay

指波群或包络传播所需的时间。群时延

$$\tau_g = \frac{x}{v_g} = \frac{d\beta}{d\omega} x, \text{ 式中 } x \text{ 为距离。}$$

由于群速度比相速度慢,所以群时延比相时延长。这些速度和时延各有不同的频率关系,但如在一段频带范围内 $\frac{d\beta}{d\omega}$ 几乎不变,则群时延是定值,波形经过传播后仍能保持不变,没有发生畸变,即使相速度和相时延不是定值亦是如此。所以,从畸变的观点,群时延比相时延重要。

### 均匀线

uniform line

均匀线是参数  $R$ 、 $L$ 、 $C$ 、 $G$  沿线路均匀分布的线路。不论在线路任一部分取任一段线,其单位长度的参数值是相等的。凡是没有加感的线路都属于均匀线。均匀加感的线路也属于均匀线。但必须是沿整个线路长度均有同样结构、同样线径和材料的线路才能称为均匀线路。

### 开路线

open-circuit line

终端开路的传输线称为开路线,开路线具有下列性质:

(1) 在开路线上全部是驻波成分,行波成分为零;

(2) 反射系数等于 1;

(3) 长度等于四分之一波长 ( $\lambda/4$ ) 或  $\frac{3\lambda}{4}$ 、 $\frac{5\lambda}{4}$ ... 的开路线相当于串联谐振;

(4) 长度为  $\frac{\lambda}{2}$ 、 $\lambda$ 、 $\frac{3\lambda}{2}$ ... 的开路线相当于并联谐振;

(5) 小于  $\frac{\lambda}{4}$  之开路线,具有一容抗;

(6) 大于  $\frac{\lambda}{4}$  小于  $\frac{\lambda}{2}$  之开路线,具有一感抗。

### 短路线

short-circuit line

终端短路的传输线称为短路线。短路线具有下列性质:

(1) 在短路线上全部是驻波成分,行波成分为零;

(2) 反射系数等于 -1;

(3) 长度为  $\frac{\lambda}{4}$  (四分之一波长)、 $\frac{3\lambda}{4}$ 、 $\frac{5\lambda}{4}$ ... 的短路线相当于并联谐振;

(4) 长度为  $\frac{\lambda}{2}$ 、 $\lambda$ 、 $\frac{3\lambda}{2}$ ... 的短路线相当于串联谐振;

(5) 小于  $\frac{\lambda}{4}$  之短路线,具有一感抗;

(6) 小于  $\frac{\lambda}{2}$  大于  $\frac{\lambda}{4}$  之短路线,具有一容抗。

### 长线

long line

线长和所传送交流信号的波长相互比较时,对于比波长长得多的传输线称为长线。在高频时,因波长极短,故即使线路很短亦称长线。

### 有损耗线

line with dissipation

当电能传输上传送时,如果导线本身会消耗一定数量的能量,则称为有损耗线;反之,导线本身并不消耗电能,称为无损耗线。无损耗线的条件是电阻  $R=0$ , 电导  $G=0$ , 这时衰减常数  $\alpha=0$ , 传播常数等于相移常数,  $\beta=\omega\sqrt{LC}=\frac{2\pi}{\lambda}$ 。在这种线上,入射波与反射波都不会衰减。

工程上有损耗传输线的衰减量用对数单位——奈培或分贝表示。实际上完全没有损耗的线是没有的,只是当其损耗很小可略去不计时,方称为无损耗线。

### 无损耗线

lossless line

见“有损耗线”。

### 无畸变线

distortionless line

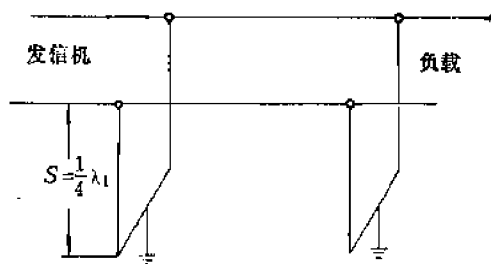
通常在传输线中,衰减常数和相移常数都同频率有关(见传播常数)。所以,当一个多频率的信号沿线传播时,各不同的频率成分,将受到不同程度的衰减,并具有不同

的速度。这样,各频率成分达到终点的时间将不一致,振幅也不能保持原来的比例。结果引起相位畸变和振幅畸变。如果四个电参数具有以下关系:  $\frac{R}{L} = \frac{G}{C}$ , 衰减常数  $\alpha = \sqrt{RG}$ , 且相移常数  $\beta = \omega\sqrt{LC}$ , 则波速  $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 。由此可见,这时衰减常数和速度及  $\omega$  无关。只要  $\frac{R}{L} = \frac{G}{C}$ , 就可以免除畸变,故这一类线路称为无畸变线。传输线上通常总是  $\frac{C}{G} > \frac{L}{R}$ , 为得到无畸变运用,往往采用集中加感或分布加感的方法。

### 短段线

short-section line

在高频率应用的短段传输线,有些是开路的,有些是短路的,通常都称为短段线。它们可用于阻抗匹配系统作为阻抗元件。如果它们的长度是基波波长的  $1/4$  倍时,它们就称为谐振短段线,可以用作尖锐调谐的滤波器。如图,发信机传送基波信号频率  $f_1$  和不需要的二次谐波  $f_2$ 。如短段线的长度  $S = \lambda_1/4$ , 则短段线有近于无限大的输入阻抗,可以用作绝缘支架。对于  $f_2$ , 短段线长度成为  $\lambda_2/2$ , 输入阻抗很小,作为谐波的短路,好象是谐波的带阻滤波器。



短段线示意图

### 馈线

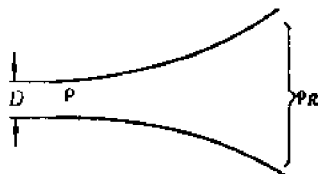
feeder

在无线电工程中,传输线负担着将发射机输出的高频电能馈给天线的任务,所以习惯上称这种传输线为馈线或馈电线。

### 指数线

exponential line

这是指特性阻抗渐变的传输线,它可用作匹配器。如果有阻抗为  $\rho_R$  的负载,要把它和特性阻抗为  $\rho$  的传输线相匹配(设  $\rho_R > \rho$ ),可以应用指数线。指数线是一种线间距离  $D$  渐渐改变的传输线,因为在无损耗传输



指数线示意图

线中,特性阻抗  $\left( \rho = 120 \ln \frac{2D}{d} \right)$  和线间距离  $D$  有关,今使  $D$  按指数律而增加,特性阻抗将直线地增加,最后能把  $\rho_R$  与  $\rho$  匹配。在指数线中,因为特性阻抗缓慢改变,所以没有明显的不连续点,故没有反射。

### 平衡电缆

balanced cable

平衡电缆是指许多平行绝缘心线对(两线对地平衡的)绞合一起,包在同一保护外皮内。心线一般是铜,绝缘一般是纸,但长途高频电缆的心线绝缘使用聚乙烯,外皮一般用铅或塑料。绝缘心线有时四根绞成一组,成为星形,称作星绞四线组,除供给两个实体回路外,还可获得幻象回路。各对(或四线组)心线的绞合节距很重要,以防止各对线间互相串话。在过去,为了减低线路衰减,平衡电缆很多装置加感线圈,但因传输频率范围受到限制,近来长途通话不再使用加感电缆。

### 加感线路

loaded line

在电话电缆线路,电感和漏导比较小,在使用的频率范围内,  $\omega L \ll R$ ,  $G \ll \omega C$ ,  $\frac{L}{C} \ll \frac{R}{G}$ 。就是说,电缆的原参数使它的

传播常数脱离了理想的无畸变条件。如果在线路里人为地增加电感 $L$ ，就可以减低衰减和减少衰减畸变，这种线路称为加感线路。沿线路增加电感，可以是均匀的，亦可以是集总的。增加了电感以后，线路的特性阻抗亦提高（例如从135欧提高到600欧），不仅便于阻抗匹配，并且可以用较小电流传送相同的功率。不过，加大电感将减低传播速率，并且使线路衰减频率特性呈现截止现象，妨碍高频率的利用。

### 滤波器

filter

一般地讲滤波器是消除或减少某些波或频率，而对于其他波或频率保持不变。这些波可以是声波、光波或电磁波。电信网络理论中的滤波器是指对于频率有选择作用的四端网络，在某一频带它的工作衰减极小，而在频带以外，它的工作衰减很大。滤波器和单调谐回路有所不同，前者有显著的通带和阻带，后者仅对一个频率谐振。

### 通带

pass band

在滤波器里，通带是指信号通过滤波器时衰减最小的一段频带。低通滤波器的通带是某一频率以下的频带。同样，高通滤波器的通带是某一频率以上的频带；带通滤波器的通带是某两个频率以内的频带；带阻滤波器的通带是某两个频率以外的频带。理想滤波器通带内的衰减等于零，但是，实际滤波器的通带内不仅有衰减，还有衰减畸变。因此，设计滤波器时往往规定通带衰减不得超过的数值，或者规定通带内衰减变化的最大容许值。

### 阻带

stop band

阻带是指滤波器给予较大衰减不让通过的频带。理想上，阻带内任何频率应该有无限大的衰减。但实际上只要求阻带供给大于

最小容许衰减的衰减（或将阻带分成几个频段，各规定最小容许衰减）。设计滤波器时，须适当选择衰减高峰，以满足阻带的最小容许衰减要求。



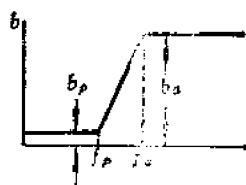
阻带滤波器衰减频率特性图

$b$ —衰减， $f$ —频率， $b_a$ —最小容许衰减， $f_a$ —阻带边界频率。

### 过渡频带

transition band

在滤波器，通常规定通带的最大容许衰减 $b_p$ 和阻带的最小容许衰减 $b_a$ ，如图。因此通带边界频率为 $f_p$ ，阻带边界频率为 $f_a$ 。这两个边界频率之间的频带 $(f_a - f_p)$ ，称为过渡频带。这过渡频带内的衰减一般不加规定，但这过渡频带愈窄，就表示衰减特性愈陡峭，对滤波器的要求愈严格。



过渡频带图

### 通带利用系数

pass band utilization factor

滤波器的固有通带或特性通带，在无耗元件的网络，是以截止频率为范围。不过，在截止频率附近，对象阻抗趋向于零或无限大，它与终端阻抗不匹配，引起反射损耗，以致工作损耗是有限值，也可能很大。所以，滤波器的工作通带小于特性通带，工作通带决定于通带容许的工作损耗值。这工作

通带与特性通带之比,称为通带利用系数;在低通滤波器,它是:

$$\alpha = \frac{f_x}{f_c}$$

式中  $f_c$  是截止频率,  $f_x$  是根据损耗值所容许的工作通带边界频率。通带利用系数总是小于 1, 它决定过渡频带的宽度, 亦就是决定衰减特性的陡峭程度。如容许通带衰减较大, 则利用系数较大, 通带可以较宽。

### 截止频率

cut-off frequency

对滤波器, 截止频率是理想衰减特性通带与阻带的边界频率, 这可称为理想的截止频率。在设计复合滤波器时, 截止频率是重要参数, 可从电抗曲线图上定出截止频率。

### 参考频率

reference frequency

滤波器的通带两个边缘频率  $f_1$  和  $f_2$  的几何平均值  $f_0$  称为参考频率, 又叫中心频率, 因为如取频率的对数, 在对数频率坐标上  $f_0$  是在  $f_1$  和  $f_2$  的中间。

### 样板法

template method

用对象参数理论设计滤波器时, 为了在阻带范围内保证设计要求的最低衰耗值, 常将若干节不同  $m$  值滤波器链接起来。确定节数和各节  $m$  值, 需要经过反复的试凑, 是一项烦琐的工作。

样板法就是为了克服上述缺点, 利用典型样板进行试凑设计的一种较简便的方法。进行样板法设计时, 先将给定特性由  $b-f$  坐标转换到  $b-q$  坐标,  $q$  是按对数刻度的。例如

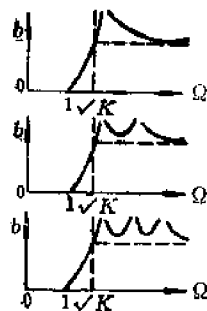
在设计低通时,  $q = \frac{\Omega}{\sqrt{\Omega^2 - 1}}$ , 式中  $\Omega = f/f_c$ 。这样, 在  $b-q$  坐标上, 不同  $m$  值的衰耗频率特性形状是一样的, 而且衰耗峰位置放在不同的  $q$  值处表示  $m$  值不同,  $m_i = \frac{1}{q_i}$ 。于是总的衰耗特性可以由几个放在不

同  $q$  处的标准样板叠加而得到满足。

### 衰减等级

class of attenuation

滤波器可以按照它在阻带内的衰减曲线形状分成不同等级。附图为目标化低通滤波器阻带内的衰减频率特性曲线, 凡是呈现一个衰减高峰的称为第一级衰减的滤波器, 呈现二个衰减高峰的称为第二级衰减的滤波器, 呈现三个衰减高峰的称为第三级衰减的滤波器, 依此类推。设计滤波器时, 可以依照要求, 得出某一等级衰减特性和另一等级阻抗特性, 两者的等级不必相同。



衰减频率特性曲线图

### 阻抗等级

class of impedance

在以对象参数为基础的试凑法设计滤波器中, 常用阻抗等级来表征各种类型滤波器的特性阻抗与负载电阻匹配的良好程度。对象阻抗曲线与负载电阻的交点越多, 表明匹配程度越好。例如, 定 K 型低通和高通滤波器节的阻抗等级为一级, T 型并联  $m$  导式或  $\pi$  型串联  $m$  导式的低通和高通滤波器为二级, 余此类推。

### 电阻补偿

resistance compensation

电阻补偿法是一种消除元件耗散对滤波器特性影响的方法。这方法是加接适当的电阻, 使等效 X 形网络的阻抗  $Z_o$  和  $Z_i$  (包括耗散) 在损耗极点准确地相等。



## 频率变换

frequency transformation

这里所称的频率变换是专指经过一定的变换频率的过程, 可以把低通滤波器转化为高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器。

频率变换过程如下:

令  $p = \rho + j\Omega$  代表低通函数;

$s = \sigma + j\omega$  代表新的频率变量。

然后, 令变量  $p$  由式  $p = W(s)$  给出, 这里  $W(s)$  是一个电抗函数。

### 1. 低通滤波器→高通滤波器的变换

这里需要把频率  $p = 0$  和  $p = \infty$ , 分别地转换成  $s = \infty$  和  $s = 0$ , 其所需的变换就是,  $p = \frac{1}{s}$  (1), 由此导出  $j\Omega = \frac{-j}{\omega}$  (2), 它说明  $p$ -平面上的  $j$  轴变换为  $s$ -平面上的负  $j$  轴。

实现规定的高通滤波器的过程可概括为: (1) 把高通滤波器的规格归一化, 即让截止频率和某些电阻或阻抗分别地等于 1。(2) 把高通的衰减特性变换成相应的归一化低通的衰减特性。(3) 实现归一化低通滤波器 (原型)。(4) 然后将这个原型滤波器内的每个电感  $L$ , 亨用电容  $C' = 1/L$  法代替; 每个电容  $C$  法, 用电感  $L' = 1/C$  亨代替。(5) 去掉高通滤波器的阻抗和频率的归一化, 这就是把角频  $\omega = 1$  升高至  $\omega = \omega'$ , 并把网络所有  $L$  和  $C$  除以  $\omega'$ , 而且把阻抗升高  $H$  倍, 即是每个  $R$  和  $L$  乘以  $H$ , 而每个电容除以  $H$ 。

### 2. 低通滤波器→带通滤波器的变换

所用的变换公式为  $p = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s}$ , 式中  $\omega_0^2 = \omega_1\omega_2$ ,  $\omega_2 > \omega_1 > 0$ ,  $\omega_1$  和  $\omega_2$  是两个通带的边缘频率, 而  $\omega_0$  则是  $\omega_1$  和  $\omega_2$  的几何平均值。一个对称的带通滤波器的实现可概括为: (1) 确定带宽  $\omega_b = \omega_2 - \omega_1$  和  $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$ 。(2) 从相应的低通滤波器出发, 将截止频率  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  对带宽归一化, 并将阻抗归一化, 然后将规定衰减特性转换成归一

化的低通特性。(3) 综合归一化低通滤波器。(4) 去掉低通网络对带宽  $\omega_b$  和阻抗的归一化。(5) 然后用中心频率  $\omega_0$  (如把频率画在对数标度上,  $\omega_0$  就落在  $\omega_1$  和  $\omega_2$  的中间) 来把低通变换为相应的带通滤波器。这就是在低通网络里, 给每个电感  $L$  亨加上串联电容  $C_s = \frac{1}{L\omega_0^2}$  法; 给每个电容  $C$  法, 加上并联电感  $L_p = \frac{1}{C\omega_0^2}$  亨。各电抗谐振于  $\omega_0$ , 这就是所需的带通滤波器。

### 3. 低通滤波器→带阻滤波器的变换

变换公式可写为  $p = \frac{s}{s^2 + \omega_0^2}$ , 式中  $\omega_0^2 = \omega_1\omega_2$ ,  $\omega_1$  和  $\omega_2$  是通、阻带间的边缘频率,  $\omega_2 > \omega_1 > 0$ , 变换步骤与 2 相似, 变换结果, 带阻应是带通的对偶网络。

## 格型滤波器

lattice filter

一个把元件安排成桥型网络的滤波器称为格型滤波器。如图 1 所示。

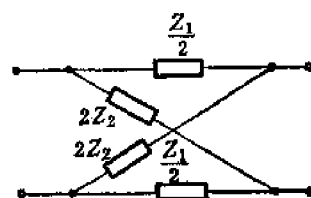


图1 格型滤波器图

凡是需要分别地适应对象阻抗和转移常数不受相互牵制的场合, 就必须采用这种滤波器。这里定  $K$  或  $m$  导型不能实现, 由于它们需要负阻抗元件。

其缺点是: 因为它是一个桥式电路, 灵敏度很高, 故要求各臂中之元件须很精确。

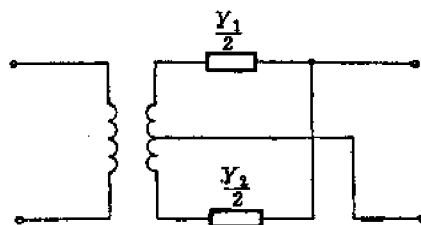


图2 差接变压器

这给制造上带来了困难,因此又常须将格型滤波器转换成等效网络来使用。如转换成带差接变压器的线路,如图2。这样不但在制造上较简单,同时也省去了一半元件。晶体滤波电路多采用格型。

### 曲折滤波器

zigzag filter

用梯型结构实现带通滤波器时,如果每一个臂实现滤波器的一个极点,则这种滤波器称为曲折滤波器。这种结构实现带通滤波器可节省电感。

在这种结构中通常滤波器的上阻带极点是串臂来实现,下阻带极点是并臂来实现。

### 数字滤波器

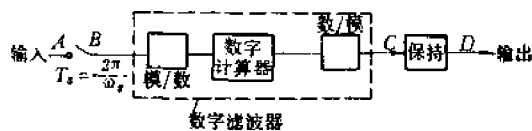
digital filter

数字滤波器是以数字加法器、乘法器和延迟单元为基本元件组成的。它对输入的数字信号进行运算,然后以数字信号输出。

用数字滤波器处理模拟信号时,在其输入和输出端必须分别装置模-数(A-D)和数模(D-A)变换器。

数字滤波器分为非递归型(non-recursive)和递归型(recursive)两类。前者的输出仅是输入的函数,后者的输出不仅是输入而且是以前输出的函数。

数字滤波器的特点是性能稳定、精度高。频谱分析用的带通滤波器、动目标雷达显示系统用的滤波器和数字通信用的自动波形均衡等都可用数字滤波器来实现。

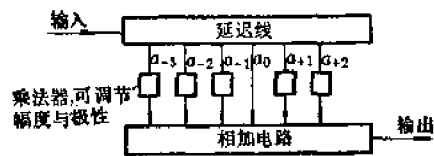


数字滤波器方框图

### 横向滤波器

transversal filter

横向滤波器的结构如下图所示。输入信



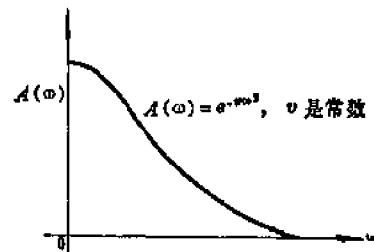
横向滤波器图

号送到有抽头的延迟线去,每个抽头的输出与一个系数相乘,这系数可在+1到-1之间改变,再经相加电路便得到输出。改变各系数,可得所需的幅度与相位频率特性。横向滤波器是由其结构形状而得名,它可用于产生特定的信号波形或作为均衡器等。

### 高斯滤波器

Gaussian filter

幅度频率特性呈钟形曲线形状(见图)的滤波器称为高斯滤波器。当输入是冲击脉冲时,输出波形也是钟形曲线形状。通常,滤波器的通频带 \$B\$ 愈窄,它对脉冲响应的宽度 \$T\$ 愈宽;将各种滤波器作一比较,高斯滤波器的 \$BT\$ 乘积最小。



高斯滤波器的幅频特性图

### 匹配滤波器

matched filter

将信号 \$s(t)\$ 送入一个线性系统,如果这个系统对于脉冲的响应波形在时间上与反转的 \$s(t)\$ 波形相同(见图),则称这个系统为对于信号 \$s(t)\$ 的匹配滤波器。当输入除信号外,还有白噪声时,则在匹配滤波器的输出使脉冲尖端突出在噪声跳动之上,因而信号噪声功率比达到最大。从输出信噪比来比较,匹配滤波器是最佳的线性滤波器。因此,在雷达和通信等设备中,需要抵抗噪声干扰时常采用匹配滤波器。

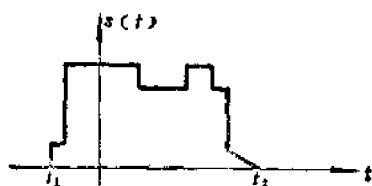
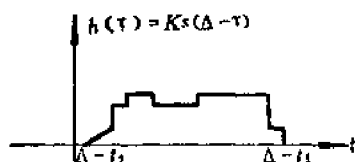


图1 信号波形

图2 匹配滤波器对冲击脉冲的响应波形 ( $K, \Delta$  为任意常数)**线性相位滤波器**

linear phase filter

滤波器通带范围具有线性相位特性的称为线性相位滤波器。由于通信系统传输电视、传真和数字信号,要求信号尽可能真实传送,在需用滤波器的场合都要求用线性相位滤波器。

**理想频域滤波器**

ideal frequency domain filter (IFDF)

一个理想频域滤波器是一个二对端系统,它让在  $(-\omega_c, \omega_c)$  之间的那些角频率分量通过,没有衰减。而在上述范围以外的频率则给以无限大衰减。输出频率分量的相位滞后于相应的输入频率分量在通带内为  $n\pi\omega/2\omega_c$  弧度,其中  $n$  为一任意正整数。

**理想时域滤波器**

ideal time domain filter (ITDF)

一个理想时域滤波器是一个具有高斯脉冲响应的滤波器。它的输出形式为

$$h_t(t) = Ae^{-a(t-\tau_0)^2}$$

式中  $A, a$  和  $\tau_0$  为正的常数。

**理想滤波器**

ideal filter

理想滤波器对于截止频率界限以内的频率,完全传输通过,没有衰减;对于截止频

率界限以外的频率,完全阻止,有无限大衰减。同时,对于所有通过的频带,都供给一定的时延。例如理想低通滤波器,传播常数的频率函数可以写成:

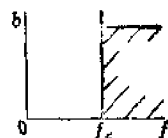
$$\begin{aligned} Y(f) &= e^{-j\omega t} & -f_c < f < f_c \\ Y(f) &= 0 & |f| > f_c \end{aligned}$$

理想滤波器常常用于研究阶跃函数或直流脉冲的暂态响应。

**低通滤波器**

low pass filter

低通滤波器对于截止频率以下的所有频率能够通过而不给衰减,对于截止频率以上的所有频率给以较大的衰减而阻止通过。图示低通滤波器的理想衰减频率特性。实际上低通滤波器在截止频率以下仍有小量的衰减,经过一过渡频带,才升至较大的阻带衰减。

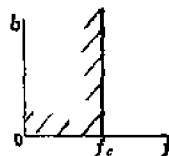


低通滤波器衰减频率特性图

**高通滤波器**

high pass filter

高通滤波器对于一定频率(截止频率)以上的各频率给以很小衰减,使其通过,而对于一定频率以下的各频率则给以较大的衰减,阻止它们通过。图示高通滤波器的理想衰减频率特性。



高通滤波器衰减频率特性图

**带通滤波器**

band pass filter

带通滤波器在理想上是对于某一个频带能够完全通过,衰减很小,对于这频带以外的

则完全阻止, 给以很大衰减。实际要求的衰减特性如图所示。设计带通滤波器时须使通带衰减不大于容许的最大值, 阻带衰减不小于最小容许值, 通带与阻带间的过渡频带 ( $f_1'f_1$  及  $f_2f_2'$ ) 不超过规定的宽度。

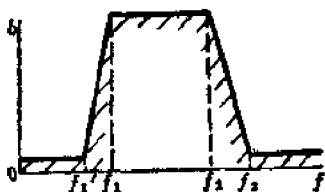


带通滤波器衰减频率特性图

### 带阻滤波器

band elimination filter; band stop filter

带阻滤波器在理想上是对某一个频带给以无限大衰减, 完全阻止通过; 而对这频带以外的频率则不给以衰减, 能够完全通过。但实际要求的衰减特性如图所示, 阻带内规定最小需要衰减值, 通带内规定最大容许衰减值, 另再规定过渡频带 ( $f_1'f_1$  及  $f_2f_2'$ )。



带阻滤波器衰减频率特性图

### 窄带滤波器

narrow band pass filter

窄带滤波器是带通滤波器的一种, 它的通带很窄 (例如  $\pm 20$  赫), 主要是通过一个频率 (图示它的衰减特性大概形状)。在选择载频和零拍时, 需要这种窄带滤波器, 有时它用石英晶体构成。



窄带滤波器衰减频率特性图

### 分向滤波器

directional filter

见“分带网络”。

### 原型滤波器

proto-type filter

依照对象参数设计复合滤波器的理论, 定K型梯形网络作为原型滤波器, 从这原型滤波器再取得  $m$  导型滤波器。在定K型梯形网络,  $Z_1$  和  $Z_2$  是倒量阻抗, 就是说纵横两臂阻抗的乘积等于定值  $K$  ( $Z_1 Z_2 = R^2 = k$ )。图1为T形低通原型滤波器,  $Z_1 = j\omega L_1$ ,  $Z_2 = 1/j\omega C_2$ , 于是

$$Z_1 Z_2 = \frac{L_1}{C_2} = R^2$$

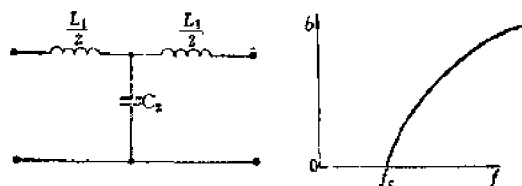


图1 T形原型滤波器

图2 衰减频率特性

这个原型滤波器的衰减特性如图2所示, 其截止频率为:

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_1 C_2}}$$

特性阻抗是纯电阻性的, 在频率为零时等于电阻  $R$ ; 随着频率的增大, 特性阻抗自  $R$  减至零。

### $m$ 导型滤波器

$m$ -derived type filter

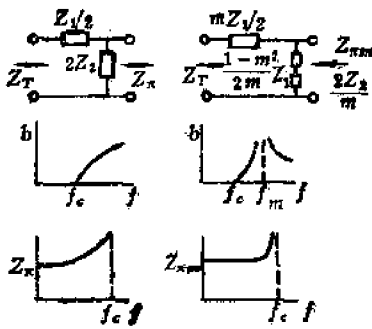
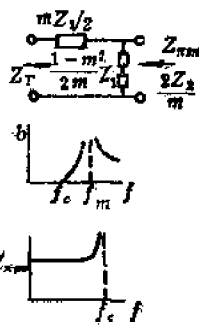
$m$  导型滤波器是从原型滤波器导得的。如图所示, 半节串联臂乘以  $m$ , 成为

$$Z_1'/2 = mZ_1/2$$

为了保持这串联中剖的特性阻抗不变 ( $Z_T' = Z_T$ ), 并联臂必须变成

$$2Z_2' = \frac{(1-m^2)Z_1}{2m} + \frac{2Z_2}{m}$$

这样的  $m$  导型滤波器将有不同的衰减特性和并联中剖特性阻抗特性; 衰减特性呈现衰减

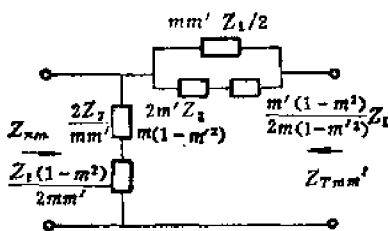
图1 半节原型  
滤波器图2 半节串联  $m$   
导型滤波器

高峰, 而并联中剖特性阻抗在通带内比较平坦, 这衰减高峰位置和阻抗平坦程度决定于  $m$  值。这种  $m$  导型滤波器在按照对象参数组成复合滤波器时很有用。

### $mm'$ 导型滤波器

$mm'$ -derived type filter

$mm'$  导型滤波器是将  $m$  导型用  $m'$  再导一次。图示半节  $mm'$  导型滤波器, 其并联臂乘以  $\frac{1}{m'}$ 。为了保持并联中剖特性阻抗与  $m$  导型的相同, 串联臂就变成了复杂的结构。这样的  $mm'$  导型滤波器的串联中剖特性阻抗将更适宜于终端匹配, 由  $m$  和  $m'$  值的适当选择, 这阻抗  $Z_{Tmm'}$  可以在 95% 通带内保持与标称电阻的偏差不超过  $\pm 2\%$ 。

半节  $mm'$  导型滤波器图

### 复合滤波器

composite filter

复合滤波器一般是指依对象阻抗匹配和衰减相加而设计所得的滤波器级联。它通常包含下列各部分: (1) 一节或几节原型; (2) 一节或几节  $m$  导型和  $mm'$  导型,  $m$  值和  $m'$  值是依照需要的衰减高峰频率选择; (3)

两个终端半节, 为  $m$  导型,  $m=0.6$ 。所有各节都具有相同的截止频率和额定特性阻抗的电阻值, 各连接处都是对象匹配。这样的设计, 是为了达到需要的衰减特性和阻抗特性。

### 去耦滤波器

decoupling filter

去耦滤波器用来除去二个或多个电路的相互耦合。例如简单的电阻-电容给反馈电路去掉耦合, 因而防止发生振荡。

### 梳形滤波器

comb filter

梳形滤波器是一种电路组合, 它的转移函数频谱特性是相隔同等频段呈现发梳的齿形, 这些梳齿代表相邻两通带之间的阻带。它用于噪声较大的情况下帮助检取信号。

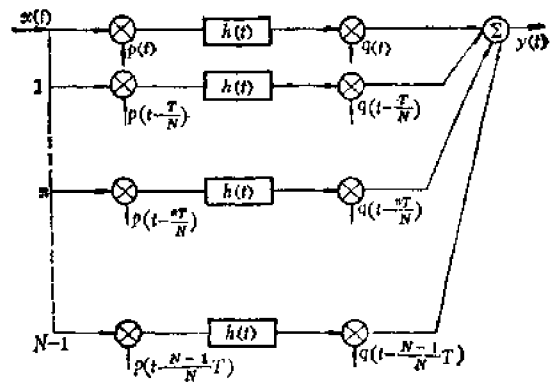


梳形滤波器衰减频率特性图

### $N$ 通道滤波器

$N$ -path filter

它是由乘法器或调制器之类时变元件组成的网络, 能实现一定的滤波特性。它的结构如附图所示, 含有  $N$  个并联支路, 每个支路除调制函数相位不同外, 结构是相同的。

 $N$  通道滤波器简图

$N$ 通道滤波器可用来实现梳齿形带通滤波器,从非周期性干扰噪声中提取周期信号;或用来实现梳齿形带阻滤波器,从周期性干扰噪声中提取非周期信号。它也可以用来实现带通滤波器。

### 契比雪夫滤波器

Chebyshev filter

凡是在通带(或通带和阻带)衰减具有契比雪夫型特性的滤波器,称为契比雪夫滤波器。

### 衰减均衡器

attenuation equalizer

衰减均衡器亦称幅度均衡器,用于修正幅度畸变。衰减均衡器一般是用桥T形定值电阻网络组成,它可供给适当的衰减频率特性,以抵偿线路或滤波器通带内的不良衰减频率特性,使各频率的总衰减值或幅度相等,消除畸变。在自动调节电平设备中,还有可变衰减均衡器,自动改变衰减频率特性以适应线路衰减特性的变化。

### 幅度均衡器

amplitude equalizer

见“衰减均衡器”。

### 相位均衡器

phase equalizer

相位均衡器是修正相位畸变的网络,它供给一定的相位频率特性,用来抵偿线路或滤波器的不良相位频率特性,结果使各频率总的时延相等,没有畸变。加了均衡器后,总的相移和总的时延都加大,但畸变减小。相位均衡器亦称为时延均衡器。

### 时延均衡器

delay equalizer

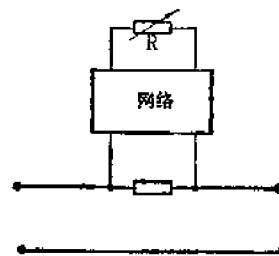
时延均衡器就是相位均衡器,用来供给适当的时延频率特性,它加上线路或网络后,使各频率的时延差别不超过容许的限度(一般对于传输频带最低频率与中间频率的时延差,和最高频率与中间频率的时延差是有规

定的)。时延均衡器的结构,一般采用纯电抗元件的谐振X形网络,即 $Z_0$ 和 $Z_\infty$ 都是谐振回路。

### 可变均衡器

variable equalizer

在自动调节电平的系统里,需要配备衰减频率特性自动变化的均衡器,简称可变均衡器。如图所示,可变均衡器包含可变电阻



可变均衡器简图

( $R$ )和有一定频率特性的网络,这可变电阻一般是热敏电阻,它有最大值和最小值;如电平变化,它的电阻值就在极限范围内变化,从而使整个均衡器的衰减频率特性变化,以抵偿变化了的线路衰减频率特性,自动地保持均衡。

### 余弦均衡器

cosine equalizer

余弦均衡器是许多衰减均衡器节的级联,供给余弦波形的衰减频率特性,可用于同轴电缆。

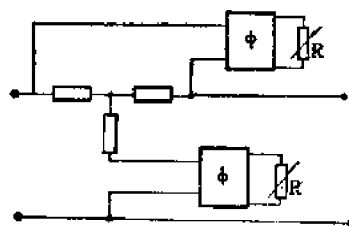


图1 余弦均衡器简图

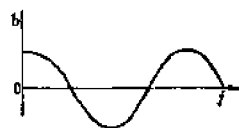


图2 衰减特性图

图1示单节均衡器的结构,系由一个桥T形网络构成,其两臂连接可变电阻( $R$ ),并在连接处加入相移网络( $\phi$ ),这样连接后均衡器就可获得图2所示余弦形的衰减特性。依照所加相移网络的节数,可改变衰减特性中一定频率范围内的余弦波形数。不同余弦波形数的各节相移网络连成级联,再加上各节可变电阻的调整,就可以得到需要的衰减频率特性。

### 平衡网络

balancing network

平衡网络是摹仿真正线路特性阻抗频率特性的网络。它用于一般增音机差接变量器,以与线路阻抗相平衡,故称平衡网络,亦称摹仿网络。它是二端网络。图示明线的两种平衡网络,图1是简单的,图2是较精确的。

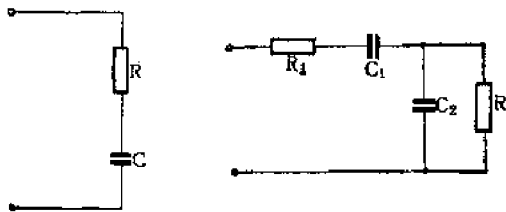
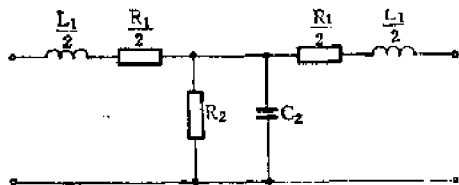


图1 简单平衡网络 图2 较精确的平衡网络

### 人工线路

artificial line

人工线路是由集总参数元件组成的网络来仿效真实传输线在所需频率范围内的传播特性,供实验用。从真实线路的原参数算得传播常数和特性阻抗后,可以进一步计算这人工线路或仿真线的元件值。不过,为了在需



人工线路原理图

要的频率范围内,近似地仿效真正线路的特性,每节集总参数元件网络只代表较短的线路,如图。一定距离的真正线路须采用许多节网络连接成级联。

### 仿真线

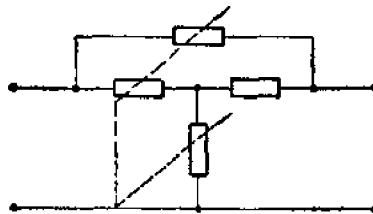
simulated line

见“人工线路”。

### 衰减器

attenuator

衰减器是指对各频率给以同一衰减值的网络。它是由纯电阻构成的T形或 $\pi$ 形网络,设计成为具有规定的衰减,并具有一定的特性阻抗。在可变衰减器,衰减值可以逐步改变,但特性阻抗则保持不变。图示可变衰减



可变衰减器图

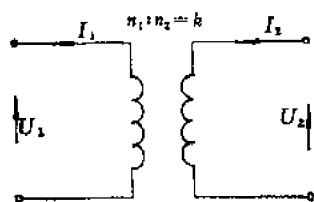
器的结构实例,它是桥T形网络,两个电阻臂同时变动,就可改变衰减值。通信设备和测量设备中使用的衰减器,刻有奈培或分贝单位,目的是为了调节电路的传输电平,或用以缓冲阻抗变换的影响,有时也为了改善阻抗匹配。

### 理想变量器

ideal transformer

理想变量器是给两个分离电路之间提供完全电感耦合的一种理想化器件。一般假设它具有下列特性:(1)耦合系数为1。(2)没有电阻、磁滞、涡流或其它损失。(3)自感量 $L_1$ 和 $L_2$ 是如此之大,因而在有关频率范围内的相应电抗可认为是无限大值。(4) $L_1/L_2$ 等于绕组匝比的平方。(5)没有电容。

理想变量器也是四端网络,如图所示,



理想变量器图

电压和电流方程式为:

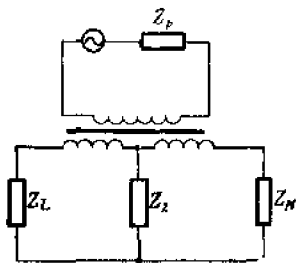
$$U_1 = kU_2$$

$$I_1 = \frac{1}{k}I_2$$

### 差接变量器

differential transformer

差接变量器亦称桥式变量器。它的副绕组有中心接头(一般地说,有一定匝数比值的接头),整个变量器可以有四对线端,连接四个阻抗,见图。如 $Z_L$ 与 $Z_N$ 相等(或相应于匝数比的比值),那末 $Z_x$ 的电动势在



差接变量器图

两半副绕组产生相等的电压,发生差接(或等差)作用, $Z_x$ 没有电流流过。就是说,在平衡条件下一对线端可以传输能量至邻近两对线端,没有能量传输至对面的一对线端。这种差接变量器的应用很多,例如在电话增音机,它称作混合线圈,有二线变四线的作用。

### 混合线圈

hybrid coil

见“差接变量器”。

### 铁心变量器

iron core transformer

变量器的磁心如采用铁磁材料,就称为铁心变量器。电信用的铁心变量器,很多采用坡莫合金,它的导磁率较高。有的采用铁氧体,不仅导磁率高,并且因为涡流损耗小,

线圈Q值也可以提高。

### 空气心变量器

air-core transformer

空气心变量器是指原线圈和副线圈绕在同一非磁性的绝缘材料架上,这种材料的相对导磁率等于1,称为空气心。它的优点是电感值固定,没有非线性;缺点是电感值小,体积大,耦合系数小,并容易受干扰。

### 有源RC网络综合

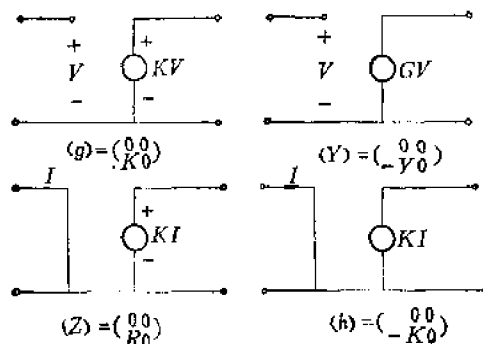
active RC network synthesis

有源RC网络综合,系指采用被控源、负阻抗变换器、回转器等有源元件和RC元件实现逼近给定特性的网络函数设计方法。有源RC网络,特别是含有回转器和被控源(用运算放大器实现)的有源RC网络,在低频和超低频电路中获得良好的应用。随着RC薄膜技术的进展,有源分布RC网络的实现又为滤波器的微小型化提供了良好的条件。

### 被控源

controlled source

被控源是一个理想有源四端网络。被控源有四种形式,即:被电压控制的电压源、被电压控制的电流源、被电流控制的电压源和被电流控制的电流源。各种形式的被控源的等效电路图和参数见附图。被电压控制的电源的输入阻抗为无限大,被电流控制的电源的输入阻抗为零;电压源的输出阻抗为零,电流源的输出阻抗为无限大。各种被控源都可以用晶体管电路或用运算放大器来实现。



被控源及其参数矩阵图



**回转器**

gyrator

理想的回转器是一个非互易四端网络。它的任一对端的输入阻抗是另一对端负载的倒数(乘一常数)。它的链接参数是:

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{G} \\ G & 0 \end{bmatrix}$$

其中  $G$  称为回转电导。回转器的符号如图 1 所示。

如果在回转器的一对端接以电容  $C$ , 那末在其另一对端的输入阻抗将为  $p \frac{C}{G^2}$ , 它等效于一个电感。在低频或超低频电路中, 为小型化目的避免大体积电感, 可以用回转器终接电容以代替接地电感。浮地电感则可用二个回转器和一个电容相链接来代替。两个回转器链接还可以代替理想变量器, 如图 2、3 所示。

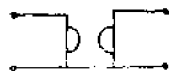


图1 回转器符号

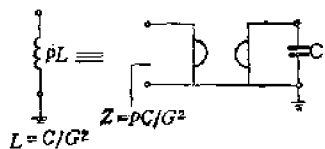


图2 接地电感



图3 浮地电感



图4 理想变量器

回转器本身的特性是无源的, 通常是用有源器件来实现。它可以用晶体管电路或运算放大器来实现。

**负导抗变换器**

negative immittance converter

它是一个双向均可传输的有源四端网

络。它的任一对端的输入阻抗是另一对端负载阻抗的负倍数。理想的负导抗变换器的链接参数为

$$B = C = 0 \quad \frac{A}{D} < 0$$

负导抗变换器分为电流倒置型和电压倒置型两种。前者输入和输出端电流电压间关系如下:

$$V_2 = -V_1 \quad I_2 = K_I I_1$$

后者输入和输出端电流、电压间关系如下:

$$V_2 = K_V V_1 \quad I_2 = -I_1$$

上式中  $K_I$  和  $K_V$  分别为电流负导抗变换器(INIC)和电压负导抗变换器(VNIC)的增益常数, 为正数。

负导抗变换器可以用晶体管电路来实现, INIC型负导抗变换器还可用运算放大器实现。而且现在控制源和负导抗变换器几乎都可用集成电路技术来实现。

**网络灵敏度**

network sensitivity

它是测度由于元件参数偏离其标称值而引起网络特性变化的一个量。如果  $H(p, x)$  表示网络函数,  $x$  代表某一元件参数, 则灵敏度  $S_x^H(p, x)$  为

$$S_x^H(p, x) = \frac{dH/H}{dx/x} = \frac{d \ln H}{d \ln x}$$

对于  $n$  个元件参数情况, 灵敏度按下式计算:

$$dH/H = d \ln H = \sum_{i=1}^n S_{x_i}^H \frac{dx_i}{x_i}$$

有时用根灵敏度来测度由于元件参数偏离其标称值而引起网络的极点或零点 ( $p_i$ ) 位置的变动, 称为根灵敏度  $S_{p_i}^H = \frac{dp_i}{dx/x}$ 。

由于环境温度变化或器件老化, 致使元件和有源器件参数偏离其标称值, 尤以后者影响为甚。所以在设计有源网络时, 预测其性能是否稳定可用, 必须研究其灵敏度予以判别。

## 英 文 索 引

- |  |   |
|--|---|
| <p><b>A</b></p> <p>active network 3-18</p> <p>active RC network synthesis 3-47</p> <p>adpedance 3-4</p> <p>air-core transformer 3-47</p> <p>all-pass network 3-20</p> <p>amplitude distortion 3-18</p> <p>amplitude equalizer 3-45</p> <p>amplitude-frequency characteristic 3-17</p> <p>amplitude-phase characteristic 3-17</p> <p>approximation problem 3-30</p> <p>approximation by semi-infinite slopes 3-32</p> <p>artificial line 3-46</p> <p>asymmetrical network 3-10</p> <p>attenuation 3-3</p> <p>attenuation constant 3-34</p> <p>attenuation equalizer 3-45</p> <p>attenuation-frequency characteristic 3-17</p> <p>attenuator 3-46</p> <p><b>B</b></p> <p>balanced cable 3-37</p> <p>balanced structure 3-11</p> <p>balancing loss 3-14</p> <p>balancing network 3-48</p> <p>band elimination filter 3-43</p> <p>band pass filter 3-42</p> <p>band-separation network 3-21</p> <p>band stop filter 3-43</p> <p>bilateral 3-5</p> <p>bisection theorem 3-7</p> <p>Bott-Duffin synthesis of RLC network 3-28</p> <p>bridge network 3-9</p> <p>bridged-T network 3-10</p> <p>Brune synthesis of RLC network 3-28</p> <p><b>C</b></p> <p>cascade synthesis 3-29</p> <p>Cauer sythesis of LC network 3-27</p> <p>chain network 3-11</p> <p>charatceristic impedance 3-16</p> <p>characteristic parameter 3-13</p> <p>Chebyshev filter 3-45</p> | <p>class of attenuation 3-39</p> <p>class of impedance 3-39</p> <p>comb filter 3-44</p> <p>communication circuit 3-1</p> <p>communication network 3-1</p> <p>compensation theorem 3-6</p> <p>complex frequency 3-4</p> <p>composite filter 3-44</p> <p>computer-aided network design 3-33</p> <p>constant multiplier 3-5</p> <p>constant resistance network 3-20</p> <p>controlled source 3-47</p> <p>convolution theorem 3-7</p> <p>corrective network 3-19</p> <p>cosine equalizer 3-45</p> <p>cut-off frequency 3-30</p> <p><b>D</b></p> <p>Darlington synthesis of four-terminal network 3-29</p> <p>Darlington synthesis of RLC network 3-28</p> <p>decoupling filter 3-44</p> <p>de-emphasis network 3-21</p> <p>delay constant 3-35</p> <p>delay distortion 3-18</p> <p>delay equalizer 3-45</p> <p>delta network 3-9</p> <p>differential transformer 3-47</p> <p>digital filter 3-41</p> <p>directional filter 3-21, 3-43</p> <p>dissipation factor 3-15</p> <p>dissipative network 3-19</p> <p>distortionless line 3-36</p> <p>distributed parameter network 3-19</p> <p>driving-point admittance 3-12</p> <p>driving-point function 3-12</p> <p>driving-point impedance 3-12</p> <p>dual network 3-11</p> <p>duality 3-5</p> <p><b>E</b></p> <p>effective attenuation 3-13</p> <p>effective transmission ratio 3-13</p> <p>equal ripple approximation 3-31</p> <p>equivalent current source theorem 3-6</p> |
|--|---|

equivalent network 3—10  
 equivalent source theorem 3—5  
 equivalent voltage source theorem 3—6  
 error criterion 3—30  
 excitation function 3—2  
 exponential line 3—37

**F**

feeder 3—37  
 filter 3—38  
 Foster synthesis of LC network 3—27  
 four-terminal network 3—2  
 frequency distortion 3—18  
 frequency response of network 3—17  
 frequency transformation 3—40

**G**

gain 3—4  
 Gaussian filter 3—41  
 group delay 3—35  
 group velocity 3—35  
 gyrator 3—48

**H**

half-section network 3—8  
 high pass filter 3—42  
 Hurwitz polynomial 3—25  
 hybrid coil 3—47

**I**

ideal filter 3—42  
 ideal frequency domain filter (IFDF) 3—42  
 ideal time domain filter (ITDF) 3—42  
 ideal transformer 3—46  
 image impedance 3—15  
 image parameter 3—14  
 imaginary part 3—26  
 immittance 3—4  
 inherent loss 3—14  
 input impedance 3—15  
 insertion loss 3—13  
 insertion power function 3—13  
 insertion ratio 3—13  
 inter-connection of two-port network 3—21  
 inverted L network 3—8  
 iron core transformer 3—47  
 iterative impedance 3—15

**K**

Kirchhoff's law 3—5

**L**

ladder network 3—9  
 lattice network 3—9  
 lattice filter 3—40  
 least square error approximation 3—31  
 linear distortion 3—18  
 linear network 3—19  
 linear phase filter 3—42  
 line with dissipation 3—36  
 line with distributed parameter 3—34  
 loaded line 3—37  
 long line 3—36  
 loop method of analysis 3—24  
 low pass filter 3—42  
 lossless line 3—36  
 lossless network 3—19  
 lumped parameter network 3—19

**M**

matched filter 3—41  
 matching 3—4  
 maximally flat amplitude approximation 3—31  
 maximally flat delay approximation 3—32  
 maximum available power 3—6  
 maximum power transfer theorem 3—6  
 $m$ -derived type filter 3—43  
 micro-wave network 3—21  
 minimum conductance function 3—26  
 minimum driving-point function 3—26  
 minimum phase shift function 3—26  
 minimum phase shift network 3—20  
 minimum reactance function 3—26  
 minimum resistance function 3—26  
 minimum susceptance function 3—26  
 mismatch loss 3—14  
 Miyata synthesis of RLC network 3—28  
 $mm'$ -derived type filter 3—44  
 multi-terminal network 3—2  
 multi-port network 3—2

**N**

narrow band pass filter 3—43  
 negative immittance converter 3—48  
 $\Gamma$  network 3—8  
 network function 3—2  
 network parameter 3—11  
 network parameter matrix 3—22  
 network sensitivity 3—48  
 network topology 3—24  
 network transformation 3—26  
 nodal method of analysis 3—24

noise network 3-20  
 non-linear distortion 3-18  
 non-linear network 3-19  
 nonplanar network 3-11  
 nonreciprocal network 3-19  
 normalized admittance 3-4  
 normalized characteristic impedance 3-16  
 normalized frequency 3-4  
 normalized impedance 3-4  
 N-path filter 3-44

## O

open-circuit impedance 3-16  
 open-circuit line 3-36  
 optimum amplitude response 3-17  
 output impedance 3-15

## P

parallel bisection 3-7  
 pass band 3-38  
 pass band utilization factor 3-38  
 passive network 3-18  
 phase delay 3-35  
 phase distortion 3-18  
 phase equalizer 3-45  
 phase-frequency characteristic 3-17  
 phase-shift constant 3-35  
 phase-shift network 3-20  
 phase velocity 3-35  
 pi ( $\pi$ ) network 3-8  
 planar network 3-11  
 pole 3-4  
 positive real function 3-25  
 predistortion 3-26  
 pre-emphasis network 3-21  
 propagation constant 3-24  
 propagation velocity 3-35  
 proto-type filter 3-43  
 pulse forming network 3-20

## Q

quality factor 3-15

## R

RC network synthesis 3-28  
 reactance network 3-19  
 reactance theorem 3-7  
 real part 3-25  
 real part condition 3-29  
 reciprocal network 3-11, 3-19

reciprocity theorem 3-6  
 reference frequency 3-39  
 reflection coefficient 3-12  
 reflection constant 3-13  
 reflection loss 3-15  
 residue 3-5  
 residue condition 3-29  
 resistance compensation 3-39  
 response function 3-2

## S

sampling network 3-21  
 scattering coefficient 3-13  
 series bisection 3-7  
 short-circuit admittance 3-16  
 short-circuit line 3-36  
 short-section line 3-37  
 shunt bisection 3-7  
 signal 3-3  
 signal flow graph 3-25  
 simulated line 3-46  
 singularity 3-5  
 star network 3-8  
 state variable technique 3-25  
 stop band 3-38  
 superposition theorem 3-6  
 surge impedance 3-34  
 surge parameter 3-34  
 surplus factor 3-26  
 switched network 3-20  
 symmetrical network 3-10

## T

template method 3-39  
 Thevenin's theorem 3-6  
 three-terminal network 3-1  
 T network 3-8  
 transfer admittance 3-12  
 transfer current ratio 3-12  
 transfer function 3-12  
 transfer impedance 3-12  
 transfer voltage ratio 3-12  
 transition band 3-38  
 transmission line 3-34  
 transmission zero 3-26  
 transversal filter 3-41  
 twin T network 3-10  
 two-port network 3-2  
 two-port network synthesis 3-28  
 two-terminal network 3-1  
 two-terminal network synthesis 3-27  
 two-terminal pair network 3-2

U		W	
uniform line	3—36	wave-length constant	3—35
unilateral	3—3	Y	
unit impulse function	3—3		
unit impulse response	3—3	Y network	3—9
unit step function	3—2	Z	
unit step function response	3—2		
V		zero	3—5
variable equalizer	3—45	zero shifting technique	3—29
		zigzag filter	3—41